

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-135328

(43)Date of publication of application : 30.04.2004

(51)Int.Cl.

H04B 7/08
H04B 1/707
H04B 7/06
H04J 15/00

(21)Application number : 2003-346319

(71)Applicant : TEXAS INSTRUMENTS INC

(22)Date of filing : 28.08.2003

(72)Inventor : HUI YAN
JEONG GIBONG

(30)Priority

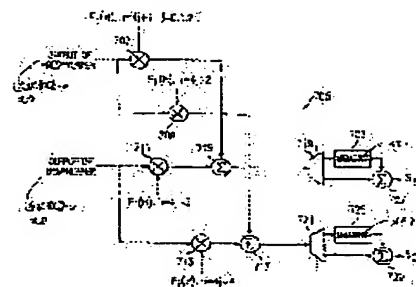
Priority number : 2002 232796 Priority date : 28.08.2002 Priority country : US

(54) EFFICIENT RECEIVER STRUCTURE FOR TRANSMIT DIVERSITY SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmit diversity (TD) decoder that is capable of supporting different transmit diversity (TD) or non-TD system, facilitates designing a receiver, and minimizes the number of hardware to be used.

SOLUTION: A transmitter (105) uses a plurality of antennae (110, 111, and the like) to transmit a plurality of TD encoded datastreams. A receiver (115) uses one or a plurality of antennae (116 and the like) to receive and despread the TD datastreams, and multiplies a set of channel estimation function by a TD decoder (705) to create TD decoding symbols. Sharing the use of components makes it possible to reduce the multiplier, adder circuit, and the like, thereby reducing the power consumption.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-135328

(P2004-135328A)

(43) 公開日 平成16年4月30日(2004. 4. 30)

(51) Int. Cl.⁷

F I

テーマコード (参考)

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D

5 K 0 2 2

H 0 4 B 1/707

H 0 4 B 7/06

5 K 0 5 9

H 0 4 B 7/06

H 0 4 J 15/00

H 0 4 J 15/00

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 54 頁)

(21) 出願番号 特願2003-346319 (P2003-346319)
 (22) 出願日 平成15年8月28日 (2003. 8. 28)
 (31) 優先権主張番号 232796
 (32) 優先日 平成14年8月28日 (2002. 8. 28)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 501229528
 テキサス インストルメンツ インコーポ
 レイテッド
 アメリカ合衆国、テキサス、ダラス、チャ
 ーチル ウエイ 7 8 3 9

(74) 代理人 100066692

弁理士 浅村 皓

(74) 代理人 100072040

弁理士 浅村 肇

(74) 代理人 100091339

弁理士 清水 邦明

(74) 代理人 100094673

弁理士 林 拓三

最終頁に続く

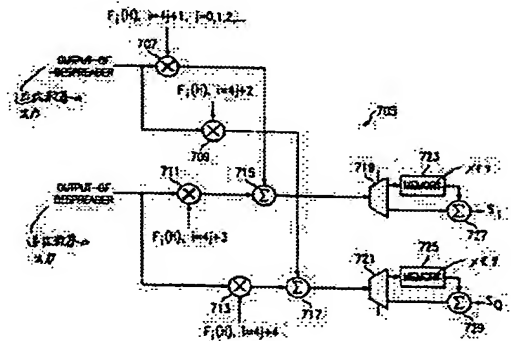
(54) 【発明の名称】 送信ダイバーシティ方式用の効率的な受信機構造

(57) 【要約】

【課題】 異なる送信ダイバーシティ (TD) 方式でも非 TD方式でも支援することが可能であって、かつ受信機的设计が簡単で、用いるハードウェアの数が最小になる TD復号器を提供する。

【解決手段】 送信機 (105) は複数本のアンテナ (110, 111など) を用いて複数のTD符号化データ・ストリームを送信する。受信機 (115) は1本または複数本のアンテナ (116など) を用いてTDデータ・ストリームを受信し、逆拡散し、TD復号器 (705) によりチャンネル推定関数の集合を乗積してTD復号シンボルを作る。構成要素を共用することにより、乗算器や加算回路などを減らして電力消費を低くすることができる。

【選択図】 図7



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信ダイバーシティ (TD) 符号化送信を処理する方法であって、

TD 符号化送信を受信し、

TD 符号化送信を逆拡散し、

逆拡散 TD 符号化送信にチャンネル推定関数の集合を乗積して TD 復号シンボルを作る

送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。

【請求項 2】

復号された異なる TD 方式毎にチャンネル推定関数の異なる集合を用いる、請求項 1 記載の送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。 10

【請求項 3】

各 TD 復号シンボルを結合して 1 つの TD 復号信号ストリームを作るステップを更に含む、請求項 1 記載の送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。

【請求項 4】

前記乗積するステップは非直交 TD 方式の結果である干渉を除去するステップを更に含む、請求項 1 記載の送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。

【請求項 5】

前記乗積するステップは複数の逆拡散 TD 符号化シンボルを用いて 1 つの TD 復号シンボルを作る、請求項 1 記載の送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。 20

【請求項 6】

各チャンネル推定関数はチャンネル推定値から計算された関数のリストである、請求項 1 記載の送信ダイバーシティ符号化送信を処理する方法。

【請求項 7】

回路であって、

第 1 の乗算器アームであって、逆拡散器に結合する入力を有し、第 1 および第 2 の乗算器を備え、前記第 1 の乗算器は第 1 の逆拡散シンボルと第 1 のチャンネル推定関数とを乗算し、前記第 2 の乗算器は前記第 1 の逆拡散シンボルと第 2 のチャンネル推定関数とを乗算する、第 1 の乗算器アームと、

第 2 の乗算器アームであって、前記逆拡散器に結合する入力を有し、第 3 および第 4 の乗算器を備え、前記第 3 の乗算器は第 2 の逆拡散シンボルと第 3 のチャンネル推定関数とを乗算し、前記第 4 の乗算器は前記第 2 の逆拡散シンボルと第 4 のチャンネル推定関数とを乗算する、第 2 の乗算器アームと、 30

前記第 1 および第 2 の乗算器アームに結合して前記第 1 および第 3 の乗算器の積を結合する第 1 の加算回路と、

前記第 1 および第 2 の乗算器アームに結合して前記第 2 および第 4 の乗算器の積を結合する第 2 の加算回路と、

前記第 1 の加算回路に結合して前記第 1 の加算回路の出力と前記第 1 の加算回路の以前の出力とを結合する第 3 の加算回路と、

前記第 2 の加算回路に結合して前記第 2 の加算回路の出力と前記第 2 の加算回路の以前の出力とを結合する第 4 の加算回路と、 40

を備える回路。

【請求項 8】

受信機であって、

送信信号を受信する無線周波数 (RF) 入力と、

前記 RF 入力に結合して符号化信号ストリームを逆拡散して逆拡散シンボルを作る回路を含む逆拡散ユニット (DU) と、

前記 DU に結合してチャンネル推定関数の集合を前記逆拡散 TD シンボルに乗積して TD 復号信号を作る回路を含む送信ダイバーシティ (TD) 復号および干渉除去 (TDIC) ユニットと、 50

を備える受信機。

【請求項 9】

前記 T D I C ユニットに結合して前記各 T D 復号信号を結合して T D 復号信号ストリームを作る回路を含むレーキ結合器を更に備える、請求項 8 記載の受信機。

【請求項 10】

前記 T D I C は M 個の T D 復号回路を含み、各 T D 復号回路は、

第 1 の乗算器アームであって、前記 D U に結合する入力を有し、第 1 および第 2 の乗算器を備え、前記第 1 の乗算器は第 1 の逆拡散シンボルと第 1 のチャンネル推定関数とを乗算し、前記第 2 の乗算器は前記第 1 の逆拡散シンボルと第 2 のチャンネル推定関数とを乗算する、第 1 の乗算器アームと、

第 2 の乗算器アームであって、前記 D U に結合する入力を有し、第 3 および第 4 の乗算器を備え、前記第 3 の乗算器は第 2 の逆拡散シンボルと第 3 のチャンネル推定関数とを乗算し、前記第 4 の乗算器は前記第 2 の逆拡散シンボルと第 4 のチャンネル推定関数とを乗算する、第 2 の乗算器アームと、

前記第 1 および第 2 の乗算器アームに結合して前記第 1 および第 3 の乗算器の積を結合する第 1 の加算回路と、

前記第 1 および第 2 の乗算器アームに結合して前記第 2 および第 4 の乗算器の積を結合する第 2 の加算回路と、

前記第 1 の加算回路に結合して前記第 1 の加算回路の出力と前記第 1 の加算回路の以前の出力とを結合する第 3 の加算回路と、

前記第 2 の加算回路に結合して前記第 2 の加算回路の出力と前記第 2 の加算回路の以前の出力とを結合する第 4 の加算回路と、

を備え、

M は前記受信機を含む通信システム内で用いられる送信アンテナの数である、請求項 8 記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は一般にディジタル無線通信に関するものであって、特に送信ダイバーシティを用いる無線通信システム内の受信機構造に関するものである。

【背景技術】

【0002】

通常、無線通信システムは 1 本のアンテナを持つ送信機と 1 本のアンテナを持つ受信機とを用いて情報を送信した受信する。一般に 1 本の送信機アンテナを持つ無線通信システムを単一出力 (S O) システムと呼び、また 1 本の受信機アンテナを持つシステムを単一入力 (S I) システムと呼ぶ。したがって、単一入力および単一出力システムを S I S O と呼ぶ。

【0003】

データ・レートを高め、チャンネル容量を増やし (ビット/秒/ヘルツで定義される効率を高め)、送信の質を良くし、ダイバーシティを高度にするため、無線通信の設計者は送信機にも受信機にも多重アンテナを用い始めた。多重送信機アンテナを持つシステムを多重出力 (M O) システムと呼び、また多重受信機アンテナを持つシステムを多重入力 (M I) システムと呼ぶ。M O と M I の両方を持つシステムを M I M O システムと呼ぶ。多重入力および/または多重出力アンテナを持つ通信システムはダイバーシティが高度で、チャンネル容量が大きく、一般に高いデータ・レートと誤り性能とのバランスをとっている。一般に、多重出力アンテナを持つ或る種の通信システムは、送信ダイバーシティ (略して T D) を有すると言う。

【0004】

残念ながら、通信システムが複数の異なる T D 方式の中の 1 つを用いることが可能な場合は、T D を特徴とする通信システムの無線受信機を設計するのが困難なことがある。例

例えば、第三世代無線通信システム標準である I S 2 0 0 0 では、2つの異なる開ループ T D 方式が採用されている。この2つの T D 方式とは、直交送信ダイバーシティ (O T D) と空間時間拡散 (S T S) である。別の第三世代無線通信システム標準である広帯域符号分割多元接続 (W C D M A) では、開ループと閉ループの両方の T D 方式が用いられている。別の第三世代無線通信システムでは、M I M O システム用の T D 方式を含む種々の開ループと閉ループの T D 方式を種々の技術標準に用いることが検討されている。

【0005】

T D 方式では同じ送信機が多重アンテナを介して信号を送信し、受信機はこれを受信した後、後処理を行って送信信号を回復する。または、T D 方式が信号を送信すると多重アンテナがこれを受信し、各多重受信アンテナはわずかに異なる映像を作り、これを結合して送信信号を回復する。送信機も受信機も多重アンテナを有してよい。例えば O T D では、別々のアンテナを用いて偶数および奇数のデータ・ビットを送信する。S T S では、奇数および偶数のデータ・ビットを各送信アンテナで送信する。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

種々の T D 方式用に T D 受信機を設計するときの問題は、1つの技術標準で指定された全ての T D 方式を支援しまたは複数の標準での T D 方式を支援するためには、受信機構造が必然的に非常に複雑で大きくなることである。2つまたは複数の標準を支援する受信機では問題は更に大きくなる。

【0007】

受信機を簡単に実現するには、技術標準で指定された T D 方式毎に別々の T D 復号器を設計すればよい。しかしかかる方法は非常に非効率的である。例えば、2本の送信アンテナを持つ S T S および O T D の T D 方式を用いる通信システムでは、結合された T D 復号器構造は 40 個の実数乗算器と、12 個の加算器と、2 個のメモリ要素とを必要とする。ハードウェア要素の数が多いうことは受信機の物理的な大きさが大きいことと、電力消費量が大きいことを意味する。明らかであるが、T D 復号器を持つ受信機構造がハードウェア要素を共用することが可能であれば、受信機の複雑さも大きさも大幅に減らすことができる。

【0008】

米国特許第 6, 317, 410 号では、1つの解決方法として S T S および O T D の T D 方式を支持する T D 復号器構造が提示されている。この場合は構造の複雑さを減らすのにスイッチを用いる。スイッチを用いると、2つの T D 方式の間で乗算器などのハードウェア構成要素を共用することができる。しかしスイッチにより受信機の形態の効率化を高めることはできるが、受信機構造の複雑さが最小にはならないことは明らかである。更に、ここに提示されている解決方法は S T S および O T D の T D 方式にだけ有効である。他の T D 方式も支援するには T D 復号器構造を再設計する必要がある。

【0009】

T D 受信機を設計する際のもう1つの問題は、単に受信機に対するハードウェアの要求を最小にすることである。T D 受信機のハードウェア要求を非 T D 受信機の要求に近づけることが望ましい。前に説明したようにハードウェアの少ない受信機は小型であって、消費電力は小さくまた全体の製作費は安い。

したがって、ハードウェアの要求が小さく、またハードウェアが余り複雑でなくて複数の T D 方式を同時に支援することが可能な T D 受信機構造が求められている。

【課題を解決するための手段】

【0010】

1つの形態では、本発明は送信ダイバーシティ (T D) 符号化送信を処理する方法を提供する。これは T D 符号化送信を受信するステップと、T D 符号化送信を逆拡散するステップと、逆拡散 T D 符号化送信にチャンネル推定関数の集合を乗積 (application) して T D 復号信号ストリームを作るステップとを含む。

【0011】

別の形態では、本発明が提供する回路は、第1の乗算器アームであって、逆拡散器に結合する入力を有し、第1および第2の乗算器を備え、第1の乗算器は第1の逆拡散シンボルと第1のチャンネル推定関数とを乗算し、第2の乗算器は第1の逆拡散シンボルと第2のチャンネル推定関数とを乗算する、第1の乗算器アームと、第2の乗算器アームであって、逆拡散器に結合する入力を有し、第3および第4の乗算器を備え、第3の乗算器は第2の逆拡散シンボルと第3のチャンネル推定関数とを乗算し、第4の乗算器は第2の逆拡散シンボルと第4のチャンネル推定関数とを乗算する、第2の乗算器アームと、第1および第2の乗算器アームに結合して第1および第3の乗算器の積を結合する第1の加算回路と、第1および第2の乗算器アームに結合して第2および第4の乗算器の積を結合する第2の加算回路と、第1の加算回路に結合して第1の加算回路の出力と第1の加算回路の以前の出力とを結合する第3の加算回路と、第2の加算回路に結合して第2の加算回路の出力と第2の加算回路の以前の出力とを結合する第4の加算回路と、を備える。

10

【0012】

更に別の形態では、本発明が提供する受信機は、送信信号を受信する無線周波数(RF)入力と、RF入力に結合して符号化信号ストリームを逆拡散して逆拡散シンボルを作る回路を含む逆拡散ユニット(DU)と、DUに結合して一組のチャンネル推定関数を逆拡散TDシンボルに乘積してTD復号信号ストリームを作る回路を含む送信ダイバーシティ(TD)復号および干渉除去(TDIC)ユニット、とを備える。

【0013】

本発明は多数の利点を有する。例えば本発明の好ましい実施の形態を用いることにより、非TD受信機と比べたときにTD受信機の追加のハードウェア要求が非常に小さなTD受信機の受信機構造が得られる。

20

また本発明の好ましい実施の形態を用いることにより、支援する対象である異なるTD方式の数にかかわらず、複数のTD方式を支援するTD受信機の受信機構造の複雑さは一定になる。

また本発明の好ましい実施の形態を用いることにより、非TD送信に加えて大きな配列のTD方式を支援することが可能な汎用TD受信機を設計することができる。

【実施例】

【0014】

種々の実施の形態の作成と使用について以下に詳細に説明する。しかし理解すべきであるが、本発明は広範囲の特定の文脈で実現することが可能な多くの適用可能な新規な考え方を提供するものである。ここに説明する特定の実施の形態は本発明を作成し使用する特定の方法の例を示すにすぎず、本発明の範囲を制限するものではない。

30

【0015】

本発明の好ましい実施の形態について、第三世代パートナーシップ・プロジェクト2(3GPP2)技術標準に関する特定の型の第三世代通信システムを中心に説明する。無線通信システムの物理層は、3GPP2技術標準「CDMA2000スペクトラム拡散システムのための物理層標準(Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems)、リリースA、バージョン6.0」、2002年2月8日発行、に指定されている。この技術標準をここに援用する。しかし本発明は3GPP2技術標準に従う無線通信システムだけに適用されるものではない。本発明はTDを用いる他の無線通信システム、例えばWCDMAリリース99や、HSDPA(高速ダウンリンク・パケット・アクセス)リリース5や、IS2000および1xEV-DV(1xEV-DO Revision A・データおよび音声、すなわち、IS2000リリースC)や、更にTD送信を全く用いない無線通信システムにも適用することできる。

40

【0016】

図1aは、2本のアンテナを持つ送信機105を備える無線通信システム100を示す。図の無線通信システム100は送信機105と受信機115とを備える。無線通信システム100は他の送信機や受信機を有してもよいが、これらは図1aには示していない。

50

図 1 a は 2 本の送信アンテナ 1 1 0 と 1 1 1 とを持つ送信機 1 0 5 を示す。送信機 1 0 5 は同じデータを 2 本のアンテナからそれぞれ異なる変調方式で送信するよう設計してよい。または、送信機 1 0 5 は異なるデータを 2 本のアンテナからそれぞれ異なる変調方式で送信してよい。

【 0 0 1 7 】

図の受信機 1 1 5 は 1 本の受信アンテナ 1 1 6 を有する。1 本のアンテナ 1 1 6 を持つ受信機 1 1 5 は 2 本の送信アンテナ 1 1 0 と 1 1 1 からの送信を 1 本のアンテナ 1 1 6 で受信する。信号を受信すると、受信機 1 1 5 はその受信回路を用いて 2 つの送信を復号して 1 つのデータ・ストリームを生成する。受信機 1 1 5 は、送信機 1 0 5 からの送信を復号して結合するのに適した受信回路を有する。図 1 a に示す無線通信システムを S I M O (単一入力、多重出力) システムと呼ぶ。

【 0 0 1 8 】

図 1 b は 4 本の送信アンテナ 1 6 0, 1 6 1, 1 6 2, 1 6 3 を持つ送信機 1 5 5 を備える無線通信システム 1 5 0 を示す。無線通信システム 1 5 0 は図 1 a に示す無線通信システムと同様である。1 本の受信アンテナ 1 6 6 を持つ受信機 1 6 5 は送信機 1 5 5 からの 4 つの送信を受信し、その受信回路は 4 つの送信を復号して 1 つのデータ・ストリームを生成する。

【 0 0 1 9 】

図 1 c は 4 本の送信アンテナ 1 8 0, 1 8 1, 1 8 2, 1 8 3 を持つ送信機 1 7 5 と、2 本の受信アンテナ 1 8 6 と 1 8 7 とを持つ受信機 1 8 5 とを備える無線通信システム 1 7 0 を示す。2 本の受信アンテナ 1 8 6 と 1 8 7 とを持つ受信機 1 8 5 は送信機 1 7 5 から送信された 4 つの各送信の 2 つのバージョンを受信する。2 本の受信アンテナ 1 8 6 と 1 8 7 の位置が異なるために、送信の 2 つのバージョンは理想的にはそれぞれ少し異なる。受信機 1 8 5 はこの 2 つの異なる受信信号を用いて 4 つの送信を復号して 1 つのデータ・ストリームを生成する。通信システム 1 7 0 を M I M O (多重入力、多重出力) システムと呼ぶ。

【 0 0 2 0 】

図 2 は T D 受信機 2 0 0 の構造を示す。T D 受信機 2 0 0 は送信信号を受信する信号入力を含む。一般に T D 受信機 2 0 0 は 1 本または複数本のアンテナ (図示しない) を介して送信信号を受信するが、T D 受信機 2 0 0 は直接有線結合により送信信号を受信することも可能である。通常、この直接結合は製品の試験および開発段階で用いられる。または、T D 受信機 2 0 0 は補助無線周波数 (R F) 入力を含んでよい。この場合は、信号利得の高いアンテナを取り付けて T D 受信機 2 0 0 の性能を改善してよい。

【 0 0 2 1 】

無線通信システムでは、通常、送信信号は実際のデータ・ストリームを符号化したものである。符号化は、システムの誤り性能を改善し、利用可能な帯域幅の使用効率を高めるために用いられる。符号化はデータ・ストリームを使用する前に取り除かなければならない。或る無線通信システムでは符号化を一般に拡散と呼び、送信信号は拡散されているという言い方をする。受信信号は逆拡散ユニット 2 0 5 に送られる。逆拡散ユニットの機能はデータ・ストリームに行われた符号化 (すなわち拡散) を取り除くことである。多くの無線通信システムでは、送信が T D 方式を用いるかどうかに関わらず、データ・ストリームは符号化 (すなわち拡散) される。したがって T D 受信機でも非 T D 受信機でも、一般に逆拡散ユニットが存在する。

【 0 0 2 2 】

逆拡散ユニット 2 0 5 は 2 つの入力を有する。第 1 の入力は受信信号であり、第 2 の入力はデータ・ストリームを拡散するのに用いた拡散符号のローカル・コピーである。通常、拡散された信号に拡散符号を乗積したときに非拡散データ・ストリームを生成するように拡散符号を選択するが、これは必ずしも必要ではない。逆拡散を行った後、拡散のないデータ・ストリームは T D 復号ユニット 2 1 0 に送られる。T D 送信機内で行われる一連の操作では、非符号化の (元の) データ・ストリームを T D 符号化し、その後で拡散する

10

20

30

40

50

。したがって、元のデータ・ストリームを取り出すには、通常、操作のシーケンスを逆に行う。

【0023】

TD復号を行うにはTD復号ユニット210はそのTD符号化を復号する方法を知る必要がある。したがって、TD復号ユニット210はチャンネル推定のための第2の入力を有する。通常、チャンネル推定は、TD符号化され拡散されたデータ・ストリームを送信するのに用いられた通信チャンネルの挙動を記述する複素ベクトルまたはマトリクス（送信アンテナと受信アンテナの数に依る）である。チャンネル推定は、TD復号を更に処理するために、逆拡散データの位相誤りを訂正するのに用いられる。本発明の当業者によく知られている直交TD符号化を用いるシステムでは、或る逆拡散データ・ストリームにチャンネル推定を乗積した後でTD復号処理を行うと、元のデータ・ストリームが得られる。直交TD符号化とは互いに相互作用をしないようにしてダイバーシティ・ストリームを符号化することを意味するので、ダイバーシティ間に干渉はない。

【0024】

TD復号ユニット210の出力はマルチパス結合器（通常、レーキ結合器ユニット212と呼ぶ）に与えられる。レーキ結合器212は、マルチパス信号からのTD復号信号を結合してマルチパス・ダイバーシティを利用するのに用いられる。マルチパス結合器内で用いられるアルゴリズムは最大比結合(Maximum Ratio Combining)(MRC)またはその他のものでよい。因みに、マルチパス結合はTD復号ブロック210内でのチャンネル訂正の後に、すなわちTD復号処理の前に行ってもよい。これにより受信機の性能が変わることはない。

【0025】

非直交TD符号化を用いるシステムでは種々のダイバーシティ・ストリームの間に干渉が存在するので、追加の処理を行う必要がある。追加の処理は干渉除去ユニット215で行われる。干渉除去ユニット215は、数学的に次のように表される操作を行う。

【数1】

$$y_{Nx1} = Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H r_{Nx1} = (Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H)(H_{NxN}^H s_{Nx1}) + (Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H) n_{Nx1}$$

ただし、 s_{Nx1} は送信信号、 r_{Nx1} は受信信号、 n_{Nx1} は雑音信号、 y_{Nx1} は逆拡散とTD復号と干渉除去が行われた信号、

【数2】

$$H_{NxN}^H$$

はチャンネル・マトリクス、 Z_{NxN} は非直交TD復号のための、干渉除去を含む演算マトリクスである。因みに、直交TDを用いるシステムでは演算マトリクス Z_{NxN} は単位マトリクスになる。

【0026】

干渉除去ユニット215の出力はTD復号信号、すなわち元のデータ・ストリームである。元のデータ・ストリームは必要な処理を更に行うこともできるし、またTD受信機200に接続するデジタル装置（図示しない）で用いることもできる。

【0027】

図3は、空間時間拡散(STS)復号のための従来技術のTD復号器300を示す。図3は、或る特定のTD方式（この場合はSTS）用に特別に設計されたTD復号器の1つの可能な実施の形態を示すものである。因みに、図3に示すTD復号器300は、何らかの修正を加えない限り他のTD方式では恐らく働かない。一般に、TD復号器300は受信信号の同相(I)部分と直角位相(Q)部分とを用いる受信機の一部である。

【0028】

説明の都合上、次の記号を用いる。

$r_{i,k}$ は受信信号を表す。ただし、 i は時間インデックス（または、同等であるがシンボル・インデックス）であり、 k は受信信号の同相（I）部分と直角位相（Q）部分とを表し、 $r_{i,k}$ は実数値（実数）である。

$h_{n,i,k}$ はチャンネル推定値を表す。ただし、 n は n 番目の送信アンテナに対応するチャンネル・インデックスであり、 i は時間インデックス（または、同等であるがシンボル・インデックス）であり、 k は受信信号の同相（I）部分と直角位相（Q）部分とを表し、 $h_{n,i,k}$ は複素値（複素数）である。

$h_{n,i}$ は複素値のチャンネル推定値を表す。ただし、 n と i は上記の $h_{n,i,k}$ の場合と同じ意味を有する。 10

【0029】

$h_{n,k}$ は実数値のチャンネル推定値を表す。ただし、 n と k は上記の $h_{n,i,k}$ の場合と同じ意味を有する。

h_n は複素値のチャンネル推定値を表す。ただし、チャンネル推定値の値は N シンボル周期の間は変わらず、また n は上記の $h_{n,i,k}$ の場合と同じ意味を有する。

$s_{i,k}$ はTD復号信号を表す。ただし、 i は時間インデックス（または同等であるがシンボル・インデックス）であり、偶数（e）または奇数（o）で表すことも可能であり、 k は受信信号の同相（I）部分と直角位相（Q）部分とを表し、 $s_{i,k}$ は実数値（実数）である。 20

【0030】

TD復号器300への入力データ・シンボル $r_{1,I}$, $r_{2,I}$, $r_{1,Q}$, $r_{2,Q}$ の形の逆拡散受信信号である。ただし、 $r_{1,I}$ は第1の同相シンボル、 $r_{2,Q}$ は第2の直角位相シンボルである。次に、逆拡散受信信号にチャンネル推定値 $h_{1,I}$, $h_{1,Q}$, $h_{2,I}$, $h_{2,Q}$ を掛ける。ただし、 $h_{1,I}$ は同相シンボルの第1のチャンネル推定値、 $h_{1,Q}$ は直角位相シンボルの第1のチャンネル推定値である。チャンネル推定値は通信チャンネルのインパルス応答を記述する数である。逆拡散シンボルとチャンネル推定値は共に実数値なので、乗算器は実数乗算を行う。乗算は乗算器302, 304, 306, 308, 315, 317, 319, 321で行う。

【0031】

各乗算演算の出力を加算回路310, 312, 323, 325で結合する。例えば、加算回路325は同相シンボルと $h_{2,I}$ との乗算（乗算器315）の結果を直角位相シンボルと $h_{2,Q}$ の乗算（乗算器321）から引く。因みに、乗算器と加算器の特定の配列は実現する特定のTD方式（この場合はSTS）の関数であり、TD方式が異なる場合は配列は変わってよい。 30

【0032】

次に、加算回路310, 312, 323, 325の結果を別の加算回路327と329で結合する。1対のデマルチプレクサ（またはその他の同等の回路）331と337とを用いて加算回路327と329の出力を、メモリ要素333と339とに、または直接に加算回路335と341とに送る。デマルチプレクサ331と337の最終結果は、第1のシンボル（ $r_{1,I}$ と $r_{1,Q}$ ）との乗算と加算を第2のシンボル（ $r_{2,I}$ と 40 $r_{2,Q}$ ）に加えて形成されるTD復号シンボル $s_{o,I}$ と $s_{o,Q}$ とである。例えば、第1のシンボル（ $r_{1,I}$ と $r_{1,Q}$ ）を乗算して加算したときはデマルチプレクサ331と337は結果をメモリ要素333と339に送り、第2のシンボル（ $r_{2,I}$ と $r_{2,Q}$ ）を乗算して加算した結果は加算回路335と341に送ってメモリ要素333と339内に記憶されている結果と結合する。

【0033】

図3に示す復号器300はSTS復号専用として設計されたものであるから、他の種類のTD方式は支援しない。したがって、異なるTD方式を用いる無線通信システムにこれを用いることは制限される。TD受信機はここに示すTD復号器300を含んでよいが、 50

通信システム内で用いられる任意の他のTD方式を処理することが可能な他のTD復号器も含まなければならない。しかし複数のTD復号器内には多くの冗長度があるので、TD方式毎に別個のTD復号器を用いるのは非常に非効率的である。このためTD受信機は非常に大きくなり、必要以上の電力を消費する。

【0034】

1個のTD復号器が異なるTD方式を支援することが可能なように十分な柔軟性を持つTD復号器を作るとは可能である。単一TD復号器を設計する場合は、乗算器や加算器やメモリ要素などの種々の回路構成要素を繰り返し用いることにより効率を高くすることができる。

【0035】

図4は、STSおよびOTDのTD方式を支援することが可能な単一TD復号器400の従来技術の実施の形態を示す。TD復号器400は、スイッチ414、416、418を用いることにより複数の構成要素を共用することができる。スイッチは復号対象である特定のTD方式に基づいて設計される。TD復号器400をSTSまたはOTDのTD復号モードで動作させるとき、例えば乗算器406、408や、加算回路420、422や、複素共役変換器410、412などの構成要素を共用することができる。因みに、乗算器402、404、406、408は実際には複素数乗算器であり、図3に示す乗算器は実数乗算器である。複素数乗算器と実数乗算器との違いは、1個の複素数乗算器は4個の実数乗算器から作られるということである。したがってハードウェアの複雑さという点から見ると、1個の複素数乗算器は4個の実数乗算器に等しい。

【0036】

比較のために、次の表1は図3と図4に示す2つのTD復号器設計を含む種々のTD復号器のTD復号器構成要素の集計を示す。表1は2本および4本のアンテナを持つSTSや種々の他のTD方式に用いられるTD復号器のリストである。4本の送信アンテナの場合は、空間時間送信ダイバーシティ(STTD)や空間時間送信ダイバーシティ・位相切換え送信ダイバーシティ(STTD-PSTD)という2つのTD方式をリストに追加する。因みに、図3と図4はSTSとOTDのTD復号器の特定の実施の形態を示すものであり、他のTD方式のTD復号器は同様であるが全く同じではない。データによると、図4に示すような結合TD復号器は図3に示すような単独のTD復号器に比べて乗算器の数は大幅に少なくなるが、その代わりにメモリ要素と加算器とを増やす必要がある。幸いなことに、加算器とメモリ要素とは乗算器に比べて複雑さと物理的大きさが非常に小さい。

【0037】

【表 1】

表1 実施の形態の複雑さの比較

ハードウェア ユニット	復号器構造	2アンテナTD				4アンテナ直交TD		
		STS	OTD	STTD	STS and OTD	STS- OTD	STTD- OTD	STTD- PSTD
実数乗算器	単独形態	32	8	16	40	32	32	32
	結合形態	16	8	8	16	16	16	8
加算器	単独形態	12	8	12	12	32	24	24
	結合形態	16	8	16	16	36	32	16
メモリ要素	単独形態	2	2	2	2	4	4	4
	結合形態	4	4	4	16	20	12	4

【0038】

図4に示す結合TD復号器(STSおよびOTD)を用いると複数のTD方式を支援するTD復号器の乗算器の数は大幅に減少するが、支援するのは2つのTD方式(すなわち、STSとOTD)だけである。他のTD方式を加えるには、恐らく図4に示すTD復号器の設計を変える必要がある。また、乗算器の数は減少するがその代わりに加算器とメモリ要素の数は増加する。望ましいのは、復号器の設計を変えずにTD復号器が他のTD方式を支援できることである。

【0039】

図5は、本発明の好ましい実施の形態に係る、任意の数のTD方式を支援することが可能な受信機500の概要を示すブロック図である。受信機500は種々の異なるTD方式を支援することが可能であり、また送信ダイバーシティのない無線通信網でも動作する。受信機500は逆拡散ユニット505を含む。逆拡散ユニット505は逆拡散ユニット205(図2)と同様のものでよいし、他の無線通信システムに用いられる他の逆拡散ユニットでもよい。逆拡散ユニット505は2つの入力を有する。第1の入力は受信信号であり、第2の入力は送信機でデータ・ストリームを拡散するのに用いた拡散符号のローカル・コピーである。逆拡散ユニット505の動作は前に説明したものと同一ものなのでここでは説明しない。

【0040】

逆拡散ユニット505の出力はTD復号および干渉除去ユニット(TDIC)510に与えられる。機能の面から見ると、TDIC510はTD復号器210(図2)などのTD復号器と、干渉除去ユニット215(図2)などの干渉除去ユニットとを結合したものと考えてよい。TDIC510はTD復号と逆拡散信号の干渉除去の両方を同時に行う。因みに、TD方式が直交ダイバーシティを用いる場合はアンテナ間の干渉除去は必要ない。ただし一般には(また非直交TD方式を支援するために)TDIC510内に干渉除去機能がある。

【0041】

TDIC510は第2の入力を有する。本発明の好ましい実施の形態では、これはチャンネル推定関数を受信する。図2に示すTD復号器210の場合のように単にチャンネル推定を受信するだけでなく、TDIC510はチャンネル推定関数と呼ぶべきものを受信する。チャンネル推定関数は特定のTD方式に基づいて予め定められている。チャンネル

推定関数はTDIC510内でTD復号と干渉除去に用いられる。各チャンネル推定関数はTDIC510内の4個の実数乗算器（図示しない）を用いて逆拡散シンボルを乗算する。最後に、TDIC510の出力はレーキ結合器512に与えられる。レーキ結合器512はレーキ結合器212（図2）と同様である。図2と同様に、TDIC510内でチャンネル推定関数を逆拡散信号に乘積した後にレーキ結合器512を置いてもよい。

【0042】

一般に、各チャンネル推定値関数は計算されたチャンネル推定値のリストである。関数内の各要素を逆拡散シンボルに乘積し、その結果を結合して1つの逆拡散されTD復号されたシンボルを作る。本発明の好ましい実施の形態では、TD受信機は所定のクロック周波数で動作し、各周期で逆拡散ユニット505は逆拡散シンボルを作り、TDIC510は逆拡散シンボルにチャンネル推定関数の要素を乗算する。

【0043】

図6a-eはよく用いられるTD方式用の種々のチャンネル推定関数を示す。図6aは2本の送信アンテナを持つSTS用のチャンネル推定関数を示す。例えば、チャンネル推定関数 $f_1(h)$ 605は必要な8つのチャンネル推定関数の1つである。チャンネル推定関数 $f_1(h)$ 605は、第1項がチャンネル・マトリックスの転置の第1列および第0行(1, 0)要素の共役にチャンネル・マトリックスの転置の(2, 0)要素を加えたものの実数部、第2項がチャンネル・マトリックスの(1, 1)要素の共役からチャンネル・マトリックスの(2, 1)要素を引いたものの実数部、として計算される。残りの7つのチャンネル推定関数も同様にして計算される。因みに、チャンネル・マトリックス内の各要素は異なる送信アンテナに用いられるチャンネル推定値である。

【0044】

因みに、チャンネル推定関数 $f_1(h)$ 605は2つの項を含む。図3の説明と同様にして、第1の項は2つの連続した逆拡散シンボルの1番目に乘積され、第2の項は2つの逆拡散シンボルの2番目に乘積される。その他の図は他のTD方式、すなわち2本の送信アンテナを用いるOTD（図6b）、2本の送信アンテナを用いるSTTD（図6c）、4本の送信アンテナを用いるSTTD-OTD（図6d）、4本の送信アンテナを用いるSTS-OTD（図6e）に用いられるチャンネル推定関数を示す。因みに、4本の送信アンテナの場合に用いられるチャンネル推定関数（図6dと図6e）は4つの項を有し、4つの受信シンボルに乘算する。また、4本の送信アンテナの場合のチャンネル推定関数は、2本の送信アンテナの場合の8つとは異なり、16ある。

【0045】

図7は、本発明の好ましい実施の形態に係る種々の異なるTD方式を支援するTD復号器の部分705の詳細を示す。本発明の好ましい実施の形態では、TD復号器の部分705は、逆拡散ユニットが作った逆拡散シンボル・ストリームを受ける2つの入力を持つ。2つの入力を受信信号からの同相および直角位相シンボルを受ける。同相シンボル・ストリーム $r_{1,I}, \dots, r_{N-1,I}$ は2つの実数乗算器707と709とに与えられ、直角位相シンボル・ストリーム $r_{1,Q}, \dots, r_{N-1,Q}$ は2つの別の実数乗算器711と713とに与えられる。4つの各実数乗算器の他方の入力チャンネル推定関数の1つである。例えば、TD復号器がSTSのTD方式をTD復号するように設計されている場合は、乗算器709の他方の入力チャンネル推定関数605（図6a）である。

【0046】

個々のチャンネル推定値関数の第1の要素に第1の逆拡散シンボルを乗算した後で、その結果を加算回路対715と717とで加算する。乗算器707の出力と乗算器711の出力とを結合し、また乗算器709の出力と乗算器713の出力とを結合する。加算回路で加算した後、第1の逆拡散シンボルと個別のチャンネル推定関数の第1の要素との乗算の結果をマルチプレクサ対719と721（または同様の回路）とに与えて出力をメモリ要素723と725とに送る。メモリ要素723と725とを用いて第1の逆拡散シンボルからの結果を記憶し、他方で第2の逆拡散シンボルからの結果を計算する。第2の逆拡散シンボルからの結果を計算した後、2つの結果を加算回路対727と729とで加算し

、逆拡散されTD復号されたシンボルの対 (s_1 と s_0) を作る。逆拡散されTD復号されたシンボルは送信機から送信されたデータ・ストリームを表し、任意の追加の信号処理を行ったり、TD受信機に結合する任意の装置が用いたりすることができる。

【0047】

本発明の好ましい実施の形態では、TD復号器の部分705を単に複製して、TD送信機内の送信アンテナ毎に1つの部分705を持つ実際のTD復号器を形成する。したがって、2本の送信アンテナがある場合は各TD復号器内に2つの部分705があり、4本の送信アンテナが用いられる場合は各TD復号器内に4つの部分705がある。2つを超える部分705を持つTD復号器では、より多くの乗算/加算の結果を保持するためにメモリ要素（例えば、メモリ要素723）は必然的にそれだけ大きくなる。例えば4本の送信アンテナのシステムでは、メモリ要素は3つの逆拡散シンボルを記憶する必要がある。一般にN本の送信アンテナのシステムでは、1つの逆拡散されTD復号されたシンボルを作る前に各メモリ要素は最大N-1個の逆拡散シンボルからの乗算/加算の結果を記憶する必要がある。

【0048】

本発明の別の好ましい実施の形態では、TD復号器の部分705を非TD無線通信システムに用いてよい。かかる場合は、個々のチャンネル推定関数はチャンネル推定値自体であって、メモリ要素（メモリ要素723と725）は用いない。非TDシステムに部分705を用いる利点は、TD方式を支援する機能を持つハードウェアの必要数が極めて小さいことである。

【0049】

比較のために、次の表2は種々のTD方式で2本および4本の送信アンテナを持つTD復号器の部分705に用いられるTD復号器構成要素の集計を示す。表2と表1（前に説明した）とを比較すると、TD復号器の複製部分705を用いることによりハードウェアが大幅に節約になることは明らかである。

【表2】

表2 本発明の実施例の複雑さ

オペレータ	受信機構成	2アンテナTD				4アンテナ直交TD		
		STS	OTD	STTD	STS and OTD	STS-OTD	STTD-OTD	STTD-PSTD
実数乗算器	本発明	8	8	8	8	16	16	8
加算器	本発明	8	8	8	8	20	16	8
メモリ要素	本発明	4	4	4	16	20	12	4

【0050】

本発明の別の好ましい実施の形態では、乗算器を共用し且つメモリ要素の数を増やすことにより、TD復号器の部分705内に用いられる乗算器の数を半分に減らすことができる。例えば、必要な中間値を記憶するためのメモリ要素が存在する場合は、乗算器711と713を除いてその代わりに乗算器707と709を用いてよい。また加算回路717を除いてその代わりに加算回路715を用いてよい。残りの乗算器と加算回路を共用するには、少数のハードウェアを追加すると共にメモリ要素の数（または大きさ）を増やす必要がある。

【0051】

例示の実施の形態を参照して本発明を説明したが、この説明は制限的な意味に解釈して

はならない。この説明を参照すれば、例示の実施の形態の種々の変更および結合や本発明の別の実施の形態は当業者に明らかである。したがって特許請求の範囲はかかる変更や実施の形態を全て含むものである。

【図面の簡単な説明】

【0052】

本発明の上記の特徴は添付の図面を参照して説明を読めば明らかに理解することができる。

【図1a】送信ダイバーシティを用いる送信機と受信機とを備える無線通信システムを示す。

【図1b】送信ダイバーシティを用いる送信機と受信機とを備える無線通信システムを示す。

【図1c】送信ダイバーシティを用いる送信機と受信機とを備える無線通信システムを示す。

【図2】送信ダイバーシティを用いる無線通信システム内の一般的な受信機のブロック図を示す。

【図3】空間時間拡散を用いる送信ダイバーシティ受信機内で用いられる従来技術のダイバーシティ復号器を示す。

【図4】空間時間拡散と直交送信ダイバーシティとを支援することが可能な送信ダイバーシティ受信機内で用いられる従来技術のダイバーシティ復号器を示す。

【図5】本発明の好ましい実施の形態に係る、非送信ダイバーシティを含む種々の送信ダイバーシティ方式を支援することが可能な送信ダイバーシティ受信機のブロック図を示す。

【図6a】本発明の好ましい実施の形態に係る、2本アンテナの送信ダイバーシティ方式に用いられるチャンネル推定関数の例を示す。

【図6b】本発明の好ましい実施の形態に係る、2本アンテナの送信ダイバーシティ方式に用いられるチャンネル推定関数の例を示す。

【図6c】本発明の好ましい実施の形態に係る、2本アンテナの送信ダイバーシティ方式に用いられるチャンネル推定関数の例を示す。

【図6d】本発明の好ましい実施の形態に係る、4本アンテナの送信ダイバーシティ方式に用いられるチャンネル推定関数の例を示す。

【図6e】本発明の好ましい実施の形態に係る、4本アンテナの送信ダイバーシティ方式に用いられるチャンネル推定関数の例を示す。

【図7】本発明の好ましい実施の形態に係る、種々の異なる送信ダイバーシティ方式を支援することが可能な受信機内で用いられる送信ダイバーシティ復号器の詳細図を示す。

【符号の説明】

【0053】

105 送信機

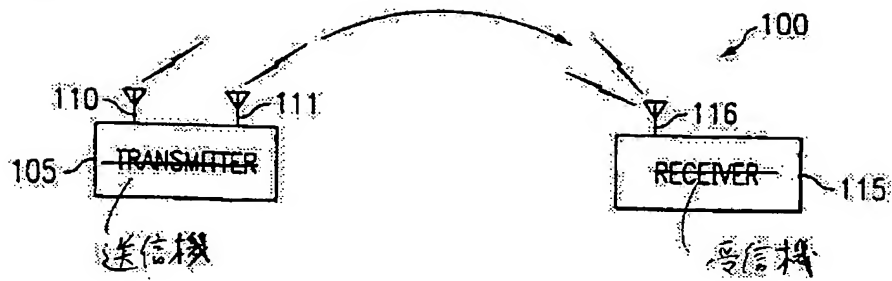
110, 111 送信機アンテナ

115 受信機

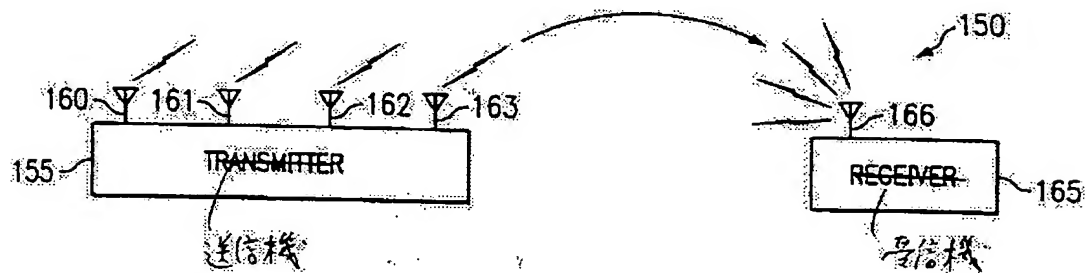
116 受信機アンテナ

705 TD復号器

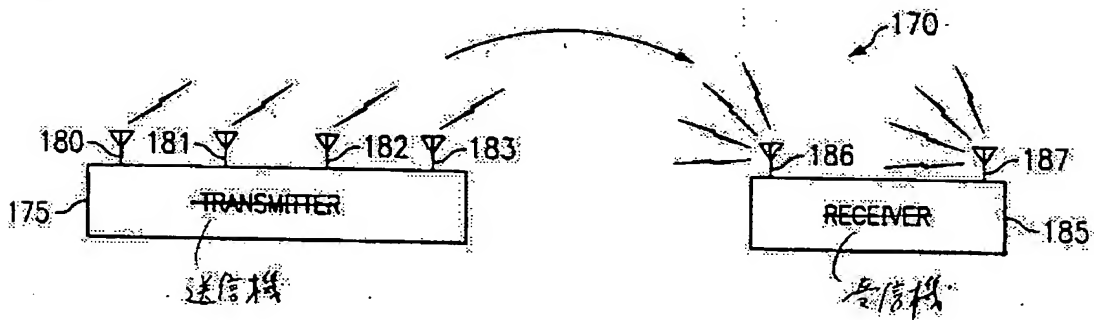
【図 1 a】



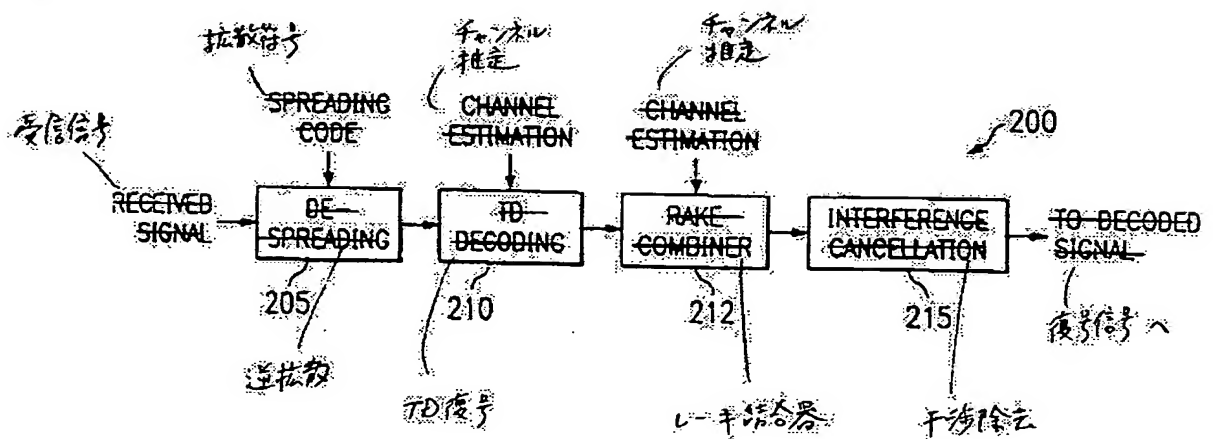
【図 1 b】



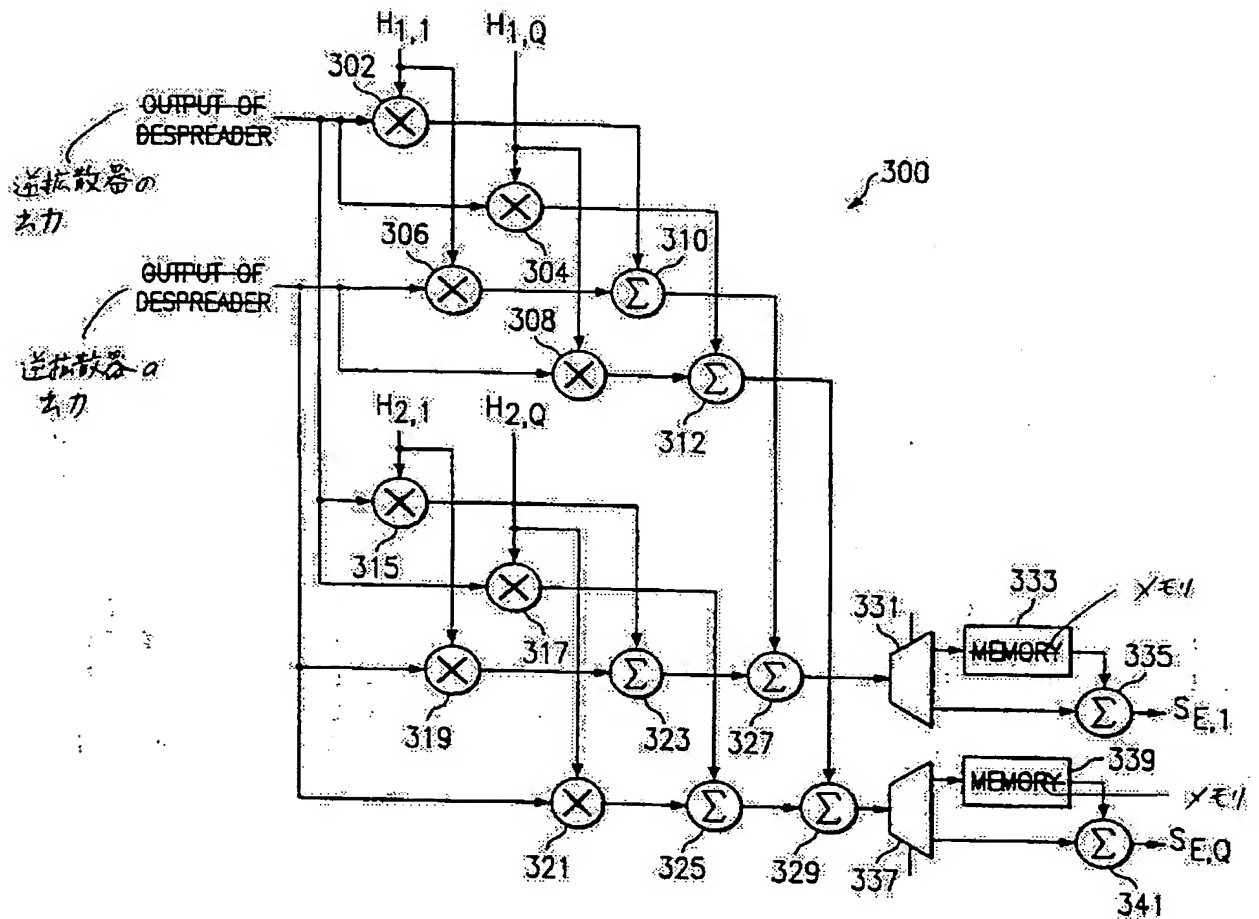
【図 1 c】



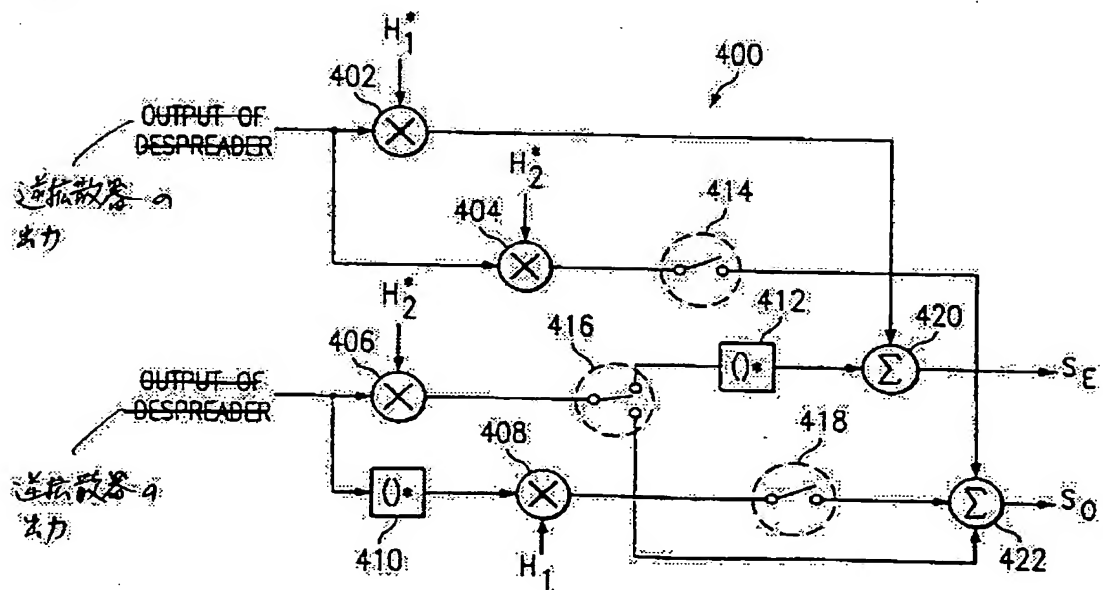
【図 2】



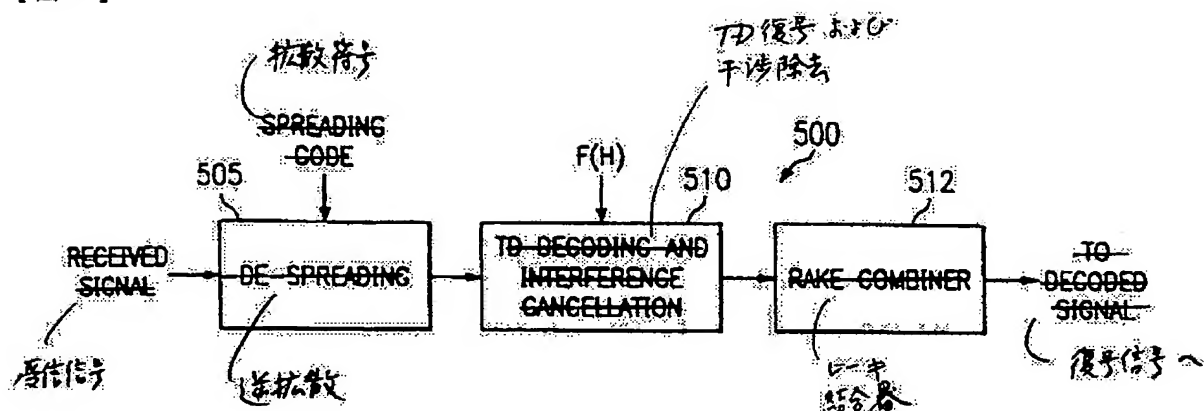
【図 3】



【図 4】



【図 5】



【図 6 a】

$$\begin{cases}
 f_1(h) = \text{real}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* - h_{2,1}]^T) \\
 f_2(h) = \text{imag}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* - h_{2,1}]^T) \\
 f_3(h) = \text{imag}([h_{1,0}^* - h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\
 f_4(h) = \text{real}([h_{1,0}^* - h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\
 f_5(h) = \text{real}([-h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\
 f_6(h) = \text{imag}([-h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\
 f_7(h) = \text{imag}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, -h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\
 f_8(h) = \text{real}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, -h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T)
 \end{cases} \quad \text{605}$$

【図 6 b】

$$\begin{aligned}
 f_1(h) &= \text{real}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) & f_2(h) &= \text{imag}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) \\
 f_3(h) &= \text{imag}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) & f_4(h) &= \text{real}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) \\
 f_5(h) &= \text{real}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) & f_6(h) &= \text{imag}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) \\
 f_7(h) &= \text{imag}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) & f_8(h) &= \text{real}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T)
 \end{aligned}$$

【図 6 c】

$$\begin{aligned}
 f_1(h) &= [h_{1,f}, h_{2,f}]^T & f_2(h) &= [-h_{1,0}, h_{2,0}]^T \\
 f_3(h) &= [h_{1,f}, -h_{2,f}]^T & f_4(h) &= [-h_{1,0}, -h_{2,0}]^T \\
 f_5(h) &= [h_{1,f}, -h_{2,f}]^T & f_6(h) &= [-h_{1,0}, -h_{2,0}]^T \\
 f_7(h) &= [h_{1,f}, h_{2,f}]^T & f_8(h) &= [-h_{1,0}, h_{2,0}]^T
 \end{aligned}$$

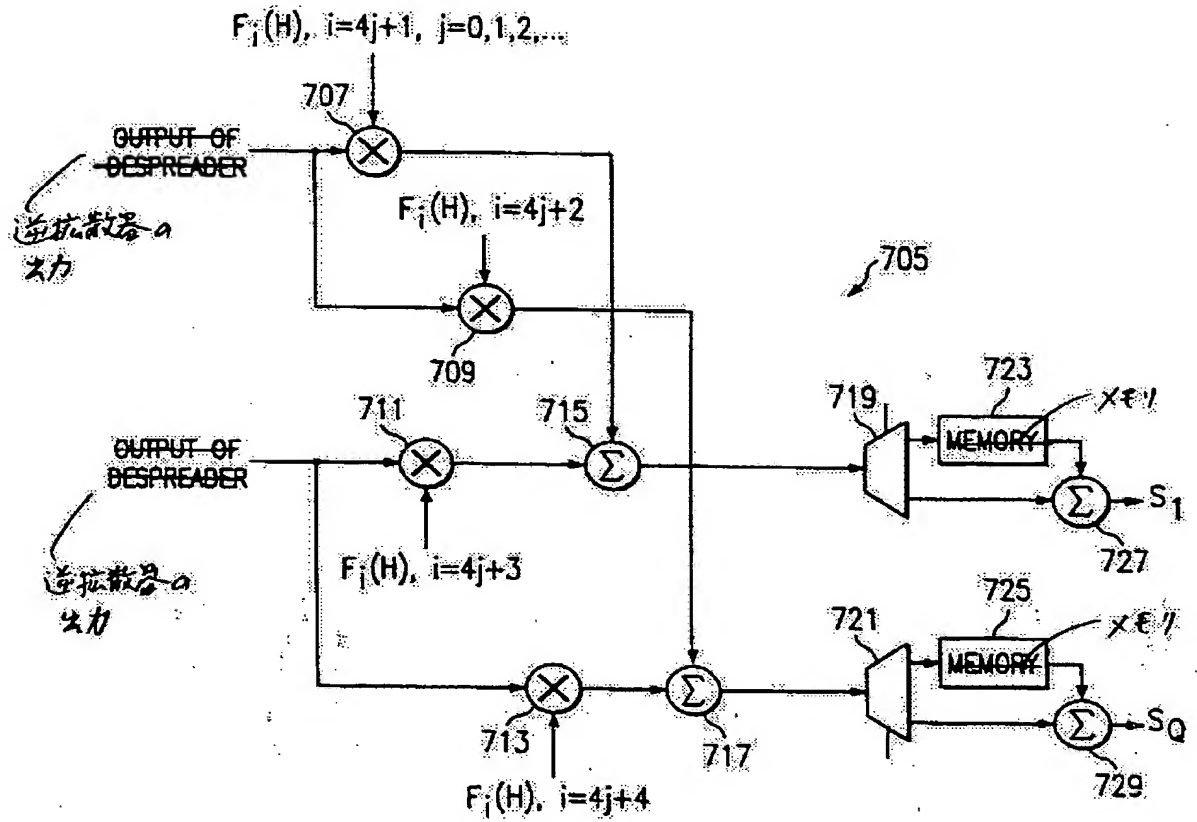
【図 6 d】

$$\begin{aligned}
f_1(h) &= [h_{1,I}, h_{1,I}, h_{2,I}, h_{2,I}]^T & f_2(h) &= [-h_{1,Q}, -h_{1,Q}, h_{2,Q}, h_{2,Q}]^T \\
f_3(h) &= [-h_{1,Q}, h_{1,Q}, h_{2,Q}, -h_{2,Q}]^T & f_4(h) &= [h_{1,I}, -h_{1,I}, h_{2,I}, -h_{2,I}]^T \\
f_5(h) &= [-h_{2,I}, -h_{2,I}, h_{1,I}, h_{1,I}]^T & f_6(h) &= [h_{2,Q}, h_{2,Q}, h_{1,Q}, h_{1,Q}]^T \\
f_7(h) &= [h_{2,Q}, -h_{2,Q}, h_{1,Q}, -h_{1,Q}]^T & f_8(h) &= [-h_{2,I}, h_{2,I}, h_{1,I}, -h_{1,I}]^T \\
f_9(h) &= [h_{3,I}, -h_{3,I}, h_{4,I}, -h_{4,I}]^T & f_{10}(h) &= [-h_{3,Q}, h_{3,Q}, h_{4,Q}, -h_{4,Q}]^T \\
f_{11}(h) &= [-h_{3,Q}, -h_{3,Q}, h_{4,Q}, h_{4,Q}]^T & f_{12}(h) &= [h_{3,I}, h_{3,I}, h_{4,I}, h_{4,I}]^T \\
f_{13}(h) &= [-h_{4,I}, h_{4,I}, h_{3,I}, -h_{3,I}]^T & f_{14}(h) &= [h_{4,Q}, -h_{4,Q}, h_{3,Q}, -h_{3,Q}]^T \\
f_{15}(h) &= [h_{4,Q}, h_{4,Q}, h_{3,Q}, h_{3,Q}]^T & f_{16}(h) &= [-h_{4,I}, -h_{4,I}, h_{3,I}, h_{3,I}]^T
\end{aligned}$$

【図 6 e】

$$\begin{aligned}
f_1(h) &= \text{real}([h_1^* - h_2, h_1^* - h_2, h_1^* + h_2, h_1^* + h_2]^T) \\
f_2(h) &= \text{imag}([h_1^* - h_2, h_1^* - h_2, h_1^* + h_2, h_1^* + h_2]^T) \\
f_3(h) &= \text{real}([h_1^* + h_2, h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2]^T) \\
f_4(h) &= \text{imag}([h_1^* + h_2, h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2]^T) \\
f_5(h) &= \text{real}([-h_1 - h_2^*, -h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*]^T) \\
f_6(h) &= \text{imag}([-h_1 - h_2^*, -h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*]^T) \\
f_7(h) &= \text{real}([h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*, h_1 + h_2^*, h_1 + h_2^*]^T) \\
f_8(h) &= \text{imag}([h_1 - h_2^*, h_1 - h_2^*, h_1 + h_2^*, h_1 + h_2^*]^T) \\
f_9(h) &= \text{real}([h_3^* - h_4, -h_3^* + h_4, h_3^* + h_4, -h_3^* - h_4]^T) \\
f_{10}(h) &= \text{imag}([h_3^* - h_4, -h_3^* + h_4, h_3^* + h_4, -h_3^* - h_4]^T) \\
f_{11}(h) &= \text{real}([h_3^* + h_4, -h_3^* - h_4, -h_3^* + h_4, h_3^* - h_4]^T) \\
f_{12}(h) &= \text{imag}([h_3^* + h_4, -h_3^* - h_4, -h_3^* + h_4, h_3^* - h_4]^T) \\
f_{13}(h) &= \text{real}([-h_3 - h_4^*, h_3 - h_4^*, h_3 + h_4^*, -h_3 + h_4^*]^T) \\
f_{14}(h) &= \text{imag}([-h_3 - h_4^*, h_3 - h_4^*, h_3 + h_4^*, -h_3 + h_4^*]^T) \\
f_{15}(h) &= \text{real}([h_3 - h_4^*, h_3 - h_4^*, h_3 + h_4^*, h_3 + h_4^*]^T) \\
f_{16}(h) &= \text{imag}([h_3 - h_4^*, h_3 - h_4^*, h_3 + h_4^*, h_3 + h_4^*]^T)
\end{aligned}$$

【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 ヤン フィ

アメリカ合衆国 カリフォルニア、サン ディエゴ、 スプリングサイド ロード 11711

(72)発明者 ギボン ジェオン

アメリカ合衆国 カリフォルニア、サン ディエゴ、 ミロ サークル 11452

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE14 EE31 FF00

5K059 CC02 CC03 DD31 EE02

【外国語明細書】

An Efficient Receiver Architecture for Transmit Diversity Techniques

FIELD OF THE INVENTION

5 This invention relates generally to digital wireless communications and particularly to receiver architectures in wireless communications systems using transmit diversity.

BACKGROUND OF THE INVENTION

10 Normal wireless communications systems use a transmitter with a single antenna and a receiver with a single antenna to transmit and receive information. Wireless communications systems with a single transmitter antenna are commonly referred to as single output (SO) systems and systems with a single receiver antenna are known as single input (SI)
15 systems. Therefore, a single input and single output system is known as a SISO system.

 In search of increased data rates, greater channel capacity (better efficiency, defined in bits/second/hertz), better transmission quality, and higher diversity, wireless communications designers have started to use
20 multiple antennas, both at the transmitter and the receiver. A system with multiple transmitter antennas is known as a multiple output (MO) system and

one with multiple receiver antennas is known as a multiple input (MI) system.

Systems with both MO and MI are referred to as MIMO systems.

Communications systems with multiple input and/or output antennas offer greater diversity, increased channel capacity, and typically trade off error

5 performance for higher data rates. One class of communications systems with multiple output antennas are commonly said to have transmit diversity, or TD for short.

Unfortunately, designing a wireless receiver for a communications system featuring TD can be difficult when the communications system can
10 use one out of a plurality of different TD schemes. For example, in IS2000, a third generation wireless communications system standard, two different open-loop TD schemes have been adopted for use. The two TD schemes are Orthogonal Transmit Diversity (OTD) and Space-time Spreading (STS). In
15 Wideband Code-Division Multiple Access (WCDMA), yet another third generation communications system standard, both open-loop and closed-loop TD schemes have been accepted. In other third generation communications systems, different open-loop and closed-loop TD schemes, including TD schemes for MIMO systems, are under consideration for acceptance into the various technical standards.

20 TD schemes operate by transmitting signals via multiple antennas from the same transmitter that are received by a receiver and the receiver performs

post-processing to recover the transmitted signals. Alternatively, TD schemes may transmit a signal that is received by multiple antennas with each of the multiple receive antennas producing a slightly different image that are combined to recover the transmitted signal. Both the transmitter and the
5 receiver may have multiple antennas. For example, in OTD, separate antennas are used to transmit even and odd data bits. While in STS, odd and even data bits are transmitted on each transmit antenna.

A concern when designing a TD receiver for the various TD schemes is that in order to support all of the TD schemes specified in a single technical
10 standard or to support TD schemes in multiple standards, the receiver architecture would necessarily be very complex and large. For a receiver that supports dual or multiple standards, the problem becomes even more significant.

A straightforward implementation of the receiver would involve the
15 design of separate TD decoders for each TD scheme specified in the technical standard. However, such an approach would be highly inefficient. For example, in a communications system that uses STS and OTD TD schemes with two transmit antennas, the combined TD decoder architecture would require: 40 real multipliers, 12 adders, and two memory elements. The
20 large number of hardware elements implies a large physical size for the receiver and the consumption of a large amount of power. Obviously, a

receiver architecture with a TD decoder that can share hardware elements would greatly reduce both the complexity and the size of the receiver.

In one solution, proposed in US Patent 6,317,410, a TD decoder architecture supporting STS and OTD TD schemes is proposed wherein
5 implementation complexity is reduced through the use of switches. The switches permit the sharing of certain hardware components, such as multipliers, between the two TD schemes. Though the switches permit a more efficient receiver implementation, it is clear that the complexity of the receiver architecture is not minimized. Additionally, the proposed solution works only
10 with STS and OTD TD schemes. The additional support of any other TD scheme would require a redesign of the TD decoder architecture.

An additional concern when designing a TD receiver is simply the minimization of the hardware requirement for the receiver. It is desirable to have the TD receiver's hardware requirement to be close to that of a non-TD
15 receiver. As stated previously, a receiver with less hardware is a smaller receiver that uses less power and is cheaper overall to manufacture.

A need has therefore arisen for a TD receiver architecture that minimizes hardware requirements and can simultaneously support multiple TD schemes without incurring significantly increased hardware complexity.

20

SUMMARY OF THE INVENTION

In one aspect, the present invention provides a method for processing a transmission diversity (TD) encoded transmission comprising the steps of receiving the TD encoded transmission, de-spreading the TD encoded
5 transmission, and applying a set of functions of channel estimations to the de-spread TD encoded transmission to produce a TD decoded signal stream.

In another aspect, the present invention provides a circuit comprising a first multiplier arm having an input coupled to a de-spreader, the first multiplier arm comprising a first and a second multiplier, the first multiplier to multiply a
10 first de-spread symbol with a first function of channel estimations and the second multiplier to multiply the first de-spread symbol with a second function of channel estimations, a second multiplier arm having an input coupled to the de-spreader, the second multiplier arm comprising a third and a fourth multiplier, the third multiplier to multiply a second de-spread symbol with a
15 third function of channel estimations and the fourth multiplier to multiply the second de-spread symbol with a fourth function of channel estimations, a first summing circuit coupled to the first and the second multiplier arms, the first summing circuit to combine the products of the first and third multipliers, a second summing circuit coupled to the first and second multiplier arms, the
20 second summing circuit to combine the products of the second and fourth multipliers, a third summing circuit coupled to the first summing circuit, the

third summing circuit to combine the output of the first summing circuit with a previous output of the first summing circuit, and a fourth summing circuit coupled to the second summing circuit, the fourth summing circuit to combine the output of the second summing circuit with a previous output of the second
5 summing circuit.

In yet another aspect, the present invention provides a receiver comprising a radio frequency (RF) input to receive a transmitted signal, a de-spreading unit (DU) coupled to the RF input, the DU containing circuitry to de-spread an encoded signal stream and to produce de-spread symbols, a
10 transmit diversity (TD) decoding and interference cancellation (TDIC) unit coupled to the DU, the TDIC containing circuitry to apply a set of functions of channel estimations to the de-spread TD symbols to produce a TD decoded signal stream.

The present invention provides a number of advantages. For example,
15 use of a preferred embodiment of the present invention results in a receiver architecture for a TD receiver such that additional hardware requirements for the TD receiver are minimal when compared to a non-TD receiver.

Additionally, use of a preferred embodiment of the present invention results in a receiver architecture for a TD receiver supporting multiple TD
20 schemes with a constant degree of complexity regardless of the number of different TD schemes supported.

Also, use of a preferred embodiment of the present invention allows for the design of a general purpose TD receiver that is capable of supporting a large array of TD schemes in addition to non-TD transmission.

5 BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above features of the present invention will be more clearly understood from consideration of the following descriptions in connection with accompanying drawings in which:

Figures 1a-c illustrate various wireless communications systems with transmitters and receivers using transmission diversity;

Figure 2 illustrates a block diagram of a typical receiver in a wireless communications system using transmission diversity;

Figure 3 illustrates a prior art transmission diversity decoder for use in a transmission diversity receiver that is using space-time spreading;

15 Figure 4 illustrates a prior art transmission diversity decoder for use in a transmission diversity receiver that is capable of supporting both space-time spreading and orthogonal transmit diversity;

Figure 5 illustrates a block diagram of a transmit diversity receiver capable of supporting a variety of transmit diversity schemes, including no
20 transmit diversity, according to a preferred embodiment of the present invention;

Figures 6a-e provide examples of functions of channel estimations for various two- and four-antenna transmit diversity schemes according to a preferred embodiment of the present invention; and

Figure 7 illustrates a detailed view of a transmit diversity decoder for use in a receiver that is capable of supporting a variety of different transmit diversity schemes according to a preferred embodiment of the present invention.

DETAILED DESCRIPTION OF ILLUSTRATIVE EMBODIMENTS

The making and use of the various embodiments are discussed below in detail. However, it should be appreciated that the present invention provides many applicable inventive concepts, which can be embodied in a wide variety of specific contexts. The specific embodiments discussed are merely illustrative of specific ways to make and use the invention, and do not limit the scope of the invention.

The discussion of the preferred embodiments of the present invention focuses on a particular type of third generation wireless communications system, one that is adherent to the Third Generation Partnership Project 2 (3GPP2) technical standard. The physical layer of the wireless communications system is specified in a 3GPP2 technical standard entitled "Physical Layer Standard for CDMA2000 Spread Spectrum Systems, Release

A, Version 6.0," published February 8, 2002. The technical standard is incorporated herein by reference. However, the present invention is not limited to applicability with wireless communications systems adherent to the 3GPP2 technical standard. The present invention is applicable to other
5 wireless communications system using TD, for example, WCDMA Release 99, HSDPA (high speed downlink packet access) Release 5, IS2000 and 1xEV-DV (1xEvolution – Data and Voice, i.e., IS2000 Release C) and even to wireless communications systems not using TD transmission at all.

Referring now to Figure 1a, the diagram illustrates a wireless
10 communications system 100 with a transmitter 105 with two antennas. The wireless communications system 100 is displayed with the transmitter 105 and a receiver 115. It is possible that the wireless communications system 100 has additional transmitters and receivers, but they are not displayed in Figure 1a. Figure 1a displays the transmitter 105 with two transmit antennas
15 110 and 111. The transmitter 105 may be configured to transmit the same data with a different modulation scheme on each of the two antennas. Alternatively, the transmitter 105 may transmit different data using different modulation on each of the two antennas.

The receiver 115 is displayed as having one receive antenna 116. With
20 a single antenna 116, the receiver 115 receives both transmissions from the two transmit antennas 110 and 111 on the one receive antenna 116. With the

received signal, the receiver 115 uses its receive circuitry to decode the two transmissions and generate a data stream. The receiver 115 has the appropriate receive circuitry to decode and combine the transmissions made by the transmitter 105. The wireless communications system as displayed in
5 Figure 1a is what is known as a SIMO (single input, multiple output) system.

Referring now to Figure 1b, the diagram illustrates a wireless communications system 150 with a transmitter 155 with four transmit antennas 160, 161, 162, and 163. The wireless communications system 150 is similar to the wireless communications system displayed in Figure 1a. The
10 receiver 165 with a single receive antenna 166 receives the four transmissions made by the transmitter 155 and its receive circuitry decodes the four transmissions into a data stream.

Referring now to Figure 1c, a diagram illustrates a wireless communications system 170 with a transmitter 175 with four transmit
15 antennas 180, 181, 182, and 183 and a receiver 185 with two receive antennas 186 and 187. The receiver 185 with the two receive antennas 186 and 187 will receive two versions of each of the four transmissions transmitted by the transmitter 175. Each of the two versions of the transmissions would ideally be slightly different due to the different locations
20 of the two receive antennas 186 and 187. The receiver 185 uses the two different received signals to decode the four transmissions into a data stream.

The communications system 170 is known as a MIMO (multiple input, multiple output) system.

Referring now to Figure 2, a diagram illustrates the structure of a TD receiver 200. The TD receiver 200 includes a signal input where it receives the transmitted signal. Typically, the TD receiver 200 receives the transmitted signal via one or more antennas (not shown), however, it is possible that the TD receiver 200 receives the transmitted signal via a direct wired coupling. This direct coupling is normally used during the testing and development phase of the product. Alternatively, the TD receiver 200 may feature an auxiliary radio frequency (RF) input wherein an antenna with more signal gain may be attached to improve the performance of the TD receiver 200.

In wireless communications systems, the transmitted signal is normally an encoded version of the actual data stream. The encoding is used to improve both the error performance of the system and to increase efficient usage of the available bandwidth. The encoding must be removed prior to usage of the data stream. In some wireless communications systems, the encoding is commonly referred to as spreading and the transmitted signal is said to have been spread. The received signal is delivered to a de-spreading unit 205. The function of the de-spreading unit is to remove the encoding (or spreading) performed on the data stream. In many wireless communications systems, the data stream is encoded (or spread) whether or not the

transmission uses a TD scheme. Therefore, a de-spreading unit is typically present in both TD and non-TD receivers.

The de-spreading unit 205 has two inputs, the first being the received signal and the second input of the de-spreading unit 205 is a local copy of the spreading code used to spread the data stream. It is normal to chose a spreading code so that the application of the spreading code onto an already spread signal yields the un-spread data stream, although this does not necessarily have to be the case. After being de-spread, the un-spread data stream is forwarded to a TD decoding unit 210. A normal chain of events in a TD transmitter is to have an un-encoded (original) data stream be TD encoded and then spread. Therefore, a reverse sequence of operations is normally used to extract the original data stream.

In order to perform TD decoding, the TD decoding unit 210 needs to know how to decode the particular TD encoding, therefore the TD decoding unit 210 has a second input for a channel estimation. The channel estimation is normally a complex vector or matrix (depending on the number of transmit and receive antennas) that attempts to describe the behavior of the communications channel used to transmit the TD encoded and spread data stream. Channel estimation is used to correct the phase error of the de-spread data for further processing for the TD decoding. For systems using orthogonal TD encoding, which is well understood by those of ordinary skill in

the art of the present invention, application of the channel estimation to the proper de-spread data stream followed by TD decoding processing yields the original data stream. Orthogonal TD encoding means that the diversity streams are encoded such that they do not have interaction with one another, therefore there is no inter-diversity interference.

The output of the TD decoding unit 210 is then provided to a multipath combiner, usually referred to as Rake combiner unit 212. The Rake combiner 212 is used to combine together the TD decoded signals from the multipath signal to take advantage of the multipath diversity. The algorithm that can be used in a multipath combiner can be Maximum Ratio Combining (MRC) or others. It should be noted that multipath combining can also be performed after the channel correction in the TD decoding block 210, i.e., before the TD decoding processing. This does not change the performance of the receiver.

In systems using non-orthogonal TD encoding, interference exists between the various diversity streams and additional processing must be performed. The additional processing is performed in an interference cancellation unit 215. The interference cancellation unit 215 performs an operation that may be described mathematically as follows:

$$y_{Nx1} = Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H r_{Nx1} = (Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H)(H_{NxN}^H s_{Nx1}) + (Z_{NxN} \cdot H_{NxN}^H) n_{Nx1}$$

where: s_{Nx1} is the transmitted signal; r_{Nx1} is the received signal; n_{Nx1} is the noise signal; y_{Nx1} is the despread, TD decoded, and interference cancelled

signal; $H_{N \times N}^H$ is the channel matrix; $Z_{N \times N}$ is the operations matrix for non-orthogonal TD decoding, including interference cancellation. Notice that for a system using orthogonal TD, the operations matrix, $Z_{N \times N}$, reduces to an identity matrix.

5 The output of the interference cancellation unit 215 is a TD decoded signal, or the original data stream. The original data stream is then ready for any further processing needed or is ready for use by a digital device (not shown) that may be connected to the TD receiver 200.

Referring now to Figure 3, the diagram illustrates a prior art TD
10 decoder 300 for space-time spreading (STS) decoding. Figure 3 is intended to represent one possible implementation of a TD decoder that is specifically designed for one particular TD scheme, in this case, STS. Notice that the TD decoder 300 as displayed in Figure 3 is highly unlikely to operate with any other TD scheme without some modification. The TD decoder 300 typically is
15 part of a receiver that makes use of both in-phase (I) and quadrature-phase (Q) versions of the received signal.

For the discussion purposed, the following notations will be used:

$r_{i,k}$ represents the received signal, where i is time index (or
equivalently symbol index), k represents in-phase (I) and quadrature-phase
20 (Q) versions of the received signal. $r_{i,k}$ is a real value (number).

$h_{n,i,k}$ represents the channel estimate, where n is the channel index corresponding to n -th transmit antenna, i is time index (or equivalently symbol index), k represents in-phase (I) and quadrature-phase (Q) versions of the received signal. $h_{n,i,k}$ is a complex value (number).

5 $h_{n,i}$ represents the complex-valued channel estimate, where n and i have the same meaning as in $h_{n,i,k}$ above.

$h_{n,k}$ represents the real-valued channel estimate, where n and k have the same meaning as in $h_{n,i,k}$ above.

h_n represents the complex-valued channel estimate, where of value the
10 channel estimates do not change for across N symbol periods, and n has the same meaning as in $h_{n,i,k}$ above.

$s_{i,k}$ represents the TD decoded signal, where i is time index (or equivalently symbol index) and it can also be represented by even (e) or odd (o), k represents in-phase (I) and quadrature-phase (Q) versions of the
15 received signal. $s_{i,k}$ is a real value (number).

Input to the TD decoder 300 is the de-spread received signal in the form of data symbols, $r_{1,I}$, $r_{2,I}$, $r_{1,Q}$, and $r_{2,Q}$, where $r_{1,I}$ is the first in-phase symbol and $r_{2,Q}$ is the second quadrature-phase symbol. The de-spread receive signals are then multiplied with channel estimates, $h_{1,I}$, $h_{1,Q}$, $h_{2,I}$, and

$h_{2,Q}$, where $h_{1,I}$ is the first channel estimate for the in-phase symbol and $h_{1,Q}$ is the first channel estimate for the quadrature-phase symbol. The channel estimates are numbers describing the impulse response of the communications channel. Since both the de-spread symbols and the channel estimates are real values, the multipliers perform real multiplications. The
5 multiplications are performed in multipliers 302, 304, 306, 308, 315, 317, 319, and 321.

The outputs of the various multiplication operations are combined in summing circuits 310, 312, 323 and 325. For example, summing circuit 325
10 subtracts the results of the multiplication of the in-phase symbols with $h_{2,I}$ (multiplier 315) and from the multiplication of the quadrature-phase symbols $h_{2,Q}$ (multiplier 321). Notice that the particular arrangement of the multiplications and additions are a function of the particular TD scheme being implemented (in this case, STS) and that the arrangements can and will
15 change for different TD schemes.

The results of the summing circuits 310, 312, 323, and 325 are then combined in additional summing circuits 327 and 329. A pair of de-multiplexors (or some other equivalent circuit) 331 and 337 is used to route the output of the summing circuits 327 and 329 to either memory elements
20 333 and 339 or directly to summing circuits 335 and 341. The net result of the de-multiplexors 331 and 337 is that the multiplications and summations with

the first symbols ($r_{1,I}$ and $r_{1,Q}$) are added to the second symbols ($r_{2,I}$ and $r_{2,Q}$) to form TD decoded symbols $s_{e,I}$ and $s_{e,Q}$. For example, when it is the first symbols ($r_{1,I}$ and $r_{1,Q}$) being multiplied and added, the de-multiplexors 331 and 337 direct the result to the memory elements 333 and 339, while the results of the multiplications and additions of the second symbols ($r_{2,I}$ and $r_{2,Q}$) are directed to the summing circuits 335 and 341 where they are combined with the results stored in the memory elements 333 and 339.

The TD decoder 300 displayed in Figure 3 is specifically designed for STS decoding only. Therefore, it does not support any other kind of TD scheme. Hence, its use in a wireless communications system where different TD schemes may be used is limited. It is possible for a TD receiver to contain the TD decoder 300 as displayed, however, it must also contain other TD decoders that can process any remaining TD schemes being used in the communications system. Such an implementation, wherein separate TD decoders are used for each TD scheme, is highly inefficient however, since there is a large amount of redundancy in the multiple TD decoders. This results in an overly large TD receiver that consumes more power than needed.

It is possible to create a TD decoder that has sufficient built-in flexibility so that a single TD decoder can support different TD schemes. A single TD decoder design achieves a greater level of efficiency due to its reuse of

various circuit components, such as multipliers, adders, and memory elements.

Referring now to Figure 4, the diagram illustrates a prior art implementation of a single TD decoder 400 capable of supporting both STS and OTD TD schemes. The TD decoder 400 uses switches 414, 416, and 418 to allow the sharing of certain components. The switches are configured based upon the particular TD scheme to be decoded. The sharing permits the components, such as multipliers (for example 406 and 408), summing circuits 420 and 422, and complex conjugate converters 410 and 412 to be used when the TD decoder 400 is operating in either STS or OTD TD decoding modes. Note that the multipliers 402, 404, 406, and 408 are actually complex number multipliers and the multipliers displayed in Figure 3 are real number multipliers, the difference between complex number multipliers and real number multipliers being that a single complex number multiplier is created from four real number multipliers. Therefore, in terms of hardware complexity, a single complex number multiplier is equal to four real number multipliers.

For comparison purposes, Table 1 below provides a tabulation of TD decoder components for various TD decoders, including the two TD decoder designs illustrated in Figures 3 and 4. The Table 1 lists TD decoders for STS and various other TD schemes with two and four transmit antennas. In the four transmit antennas case, two additional TD schemes are listed, such as

Space Time Transmit Diversity (STTD) and Space Time Transmit Diversity – Phase Switched Transmit Diversity (STTD-PSTD). Note that Figures 3 and 4 display specific implementations of TD decoders for STS and OTD and that TD decoders for other TD schemes are similar, but not exactly the same. The data shows that the combined TD decoder (such as the one illustrated in Figure 4) drastically reduces the number of multipliers at the expense of additional memory elements and adders when compared with straightforward TD decoder (such as illustrated in Figure 3). Fortunately, adders and memory elements have significantly reduced complexity and physical size compared to multipliers.

Table 1: Comparison of Implementation Complexity

Hardware Units	Decoder Structure	2 Antenna TD				4 Antenna Orthogonal TD		
		STS	OTD	STTD	STS and OTD	STS-OTD	STTD-OTD	STTD-PSTD
Real Multiplier	Straightforward Implementation	32	8	16	40	32	32	32
	Combined Implementation	16	8	8	16	16	16	8
Adder	Straightforward Implementation	12	8	12	12	32	24	24
	Combined Implementation	16	8	16	16	36	32	16
Memory Element	Straightforward Implementation	2	2	2	2	4	4	4
	Combined Implementation	4	4	4	16	20	12	4

Although the combined TD decoder (STS and OTD) displayed in Figure 4 realizes a significant reduction in the number of multipliers for a TD

decoder supporting multiple TD schemes, it supports only two TD schemes, namely STS and OTD. The addition of other TD schemes would necessarily require the redesign of the TD decoder displayed in Figure 4. Additionally, the reduction in the number of multipliers is at the expense of an increased
5 number of adders and memory elements. It is desired that a TD decoder be able to support different TD schemes without requiring the redesign of the decoder.

Referring now to Figure 5, the block diagram illustrates a high-level view of a receiver 500 capable of supporting an arbitrary number of TD
10 schemes according to a preferred embodiment of the present invention. The receiver 500 is capable of decoding various different TD schemes, and it will also operate in a wireless communications network where there is no transmission diversity. The receiver 500 includes a de-spreading unit 505. The de-spreading unit 505 can be similar to the de-spreading unit 205 (Figure
15 2) or other de-spreading units used in other wireless communications system. The de-spreading unit 505 has two inputs, the first being the received signal and the second being a local copy of the spreading code used to spread the data stream at the transmitter. The operation of the de-spreading unit 505 is similar to what is previously described and will not be described in this
20 section.

The output of the de-spreading unit 505 is provided to a TD decoding and interference cancellation unit (TDIC) 510. In terms of functionality, the TDIC 510 may be thought of as a combination of a TD decoder, such as the TD decoder 210 (Figure 2), and an interference cancellation unit, such as the interference cancellation unit 215 (Figure 2). The TDIC 510 performs both the TD decoding and the interference cancellation on the de-spread signal at the same time. Notice however that if the TD scheme uses orthogonal diversity, then no interference cancellation between antennas is required, although for generality (and the support of non-orthogonal TD schemes), the interference cancellation functionality is present in the TDIC 510.

The TDIC 510 has a second input where, according to a preferred embodiment of the present invention, it receives functions of the channel estimations. Rather than simply receiving the channel estimations, as in the TD decoder 210 displayed in Figure 2, the TDIC 510 receives what can be described as functions of the channel estimations. Functions of channel estimations are pre-determined based on the particular TD scheme. The functions of channel estimations are used in the TD decoding and interference cancellation in the TDIC 510. Each function of channel estimations uses four real multipliers (not shown) inside the TDIC 510 to multiply the de-spread symbols. Finally, the output of the TDIC 510 is provided to a rake combiner 512. The rake combiner 512 is similar to the rake

combiner 212 (Figure 2). Similar to Figure 2, the rake combiner 512 can also be placed after the functions of channel estimation are applied to the de-spread signals inside TDIC 510.

Each function of channel estimates is typically a list of computed
5 channel estimates. Each element in a function is then applied to a de-spread symbol and the results are combined to produce a single de-spread and TD decoded symbol. According to a preferred embodiment of the present invention, the TD receiver operates at a given clock frequency, and at each period, the de-spreading unit 505 produces a de-spread symbol and the TDIC
10 510 multiplies the de-spread symbol with an element of the functions of channel estimations.

Referring now to Figures 6a-e, the figures display different functions of channel estimations for commonly used TD schemes. Figure 6a displays the functions of channel estimations for STS with two transmit antennas. For
15 example, a function of channel estimations 605, $f_1(h)$, is one of eight functions of channel estimations needed. The function of channel estimations, $f_1(h)$ 605, is computed to being (first term) the real part of the conjugate of the 1st column and 0th row (1, 0) element of the transpose of the channel matrix plus the (2, 0) element of the transpose of the channel matrix and (second term)
20 the real part of the conjugate of the (1, 1) element of the channel matrix minus the (2, 1) element of the channel matrix. The remaining seven functions of

channel estimations are computed in a similar fashion. Note that the elements in the channel matrix are channel estimates for different transmit antennas.

Notice that the function of channel estimations, $f_1(h)$ 605, comprises two terms, where the first term is applied to a first of two consecutive de-spread symbols and the second term is applied to a second of two de-spread symbols, in a manner much like the one described in Figure 3. The remaining figures present functions of channel estimations for other TD schemes: OTD – two transmit antenna (Figure 6b), STTD – two transmit antenna (Figure 6c), STTD-OTD – four transmit antenna (Figure 6d), and STS-OTD – four transmit antenna (Figure 6e). Note that the functions of channel estimations for the four transmit antenna cases (Figures 6d and 6e) have four terms and operate on four received symbols. Additionally, for the four transmit antenna cases, there are 16 functions of channel estimations rather than eight as in the two transmit antenna case.

Referring now to Figure 7, the block diagram illustrates a detailed view of a portion 705 of a TD decoder with support for a variety of different TD schemes according to a preferred embodiment of the present invention. According to a preferred embodiment of the present invention, the portion 705 of a TD decoder has two inputs that provide a de-spread symbol stream produced by a de-spreading unit. The two inputs provide the in-phase and quadrature-phase symbols from the received signal. The in-phase symbol

stream, $r_{1,I}, \dots, r_{N-1,I}$, is provided to two real number multipliers 707 and 709 while the quadrature-phase symbol stream, $r_{1,Q}, \dots, r_{N-1,Q}$, is provided to two other real number multipliers 711 and 713. Each of the four real number multipliers has as its other input one of the functions of channel estimations.

5 For example, multiplier 709 could have as its other input, the function of channel estimations 605 (Figure 6a) if the TD decoder were configured to TD decode a STS TD scheme.

After the first elements of the individual functions of channel estimations are multiplied with a first de-spread symbol, the results are

10 summed in a pair of summing circuits 715 and 717. The output of multiplier 707 is combined with the output of multiplier 711 and the output of multiplier 709 is combined with the output of multiplier 713. After the addition by the summing circuits, the results of the multiplication of the first de-spread symbols and the first elements of the individual functions of channel

15 estimations are provided to a pair of multiplexors 719 and 721 (or a like circuit) that directs the outputs to memory elements 723 and 725. The memory elements 723 and 725 are used to store the results from the first de-spread symbols while the results from a second de-spread symbol are being computed. After the results from the second de-spread symbol have been

20 completed, the two results are summed in a pair of summing circuits 727 and 729 and a pair of de-spread and TD decoded symbols (s_I and s_Q) are

produced. The de-spread and TD decoded symbols represent the data stream as transmitted by the transmitter and is ready for any additional signal processing or use by any device coupled to the TD receiver.

According to a preferred embodiment of the present invention, the
5 portion 705 of a TD decoder is simply replicated to form an actual TD decoder, with one portion 705 for each transmit antenna in the TD transmitter. Therefore, if there are two transmit antennas, then there would be two portions 705 in each TD decoder and if four transmit antennas were being used, then four portions 705 would be present in each TD decoder. In a TD
10 decoder with more than two portions 705, the memory elements (for example memory element 723) would necessarily be larger to hold more multiplication/summation results. For example, in a four transmit antenna system, the memory elements would need to store three de-spread symbols. In general, in an N transmit antenna system, each memory element needs to
15 store multiplication/summation results from up to N-1 de-spread symbols prior to the creation of a single de-spread and TD decoded symbol.

According to another preferred embodiment of the present invention, the portion 705 of a TD decoder may be used in a non-TD wireless communications system. In such a situation, the individual functions of
20 channel estimations would be the channel estimation itself and the memory elements (memory elements 723 and 725) would not be used. An advantage

of using the portion 705 in a non-TD system is that hardware requirements are minimized, with the ability to support TD schemes.

For comparison purposes, Table 2 below provides a tabulation of TD decoder components for the portion 705 of a TD decoder for various TD schemes and with two and four transmit antennas. Comparing Table 2 with Table 1 (discussed earlier), it is clear that use of replicated portions 705 of a TD decoder results in significant savings in hardware.

Table 2: Implementation Complexity of Present Invention

Operators	Receiver Structure	2 Antenna TD				4 Antenna Orthogonal TD		
		STS	OTD	STTD	STS and OTD	STS-OTD	STTD-OTD	STTD-PSTD
Real Multiplier	Present Invention	8	8	8	8	16	16	8
Adder	Present Invention	8	8	8	8	20	16	8
Memory Element	Present Invention	4	4	4	16	20	12	4

According to another preferred embodiment of the present invention, the number of multipliers used in the portion 705 of the TD decoder may be reduced in half by sharing the multipliers and increasing the number of memory elements. For example, multipliers 711 and 713 can be eliminated and multipliers 707 and 709 can be used in their place if memory elements are present to store necessary intermediate values. Additionally, the summing circuit 717 can be eliminated and summing circuit 715 can perform in its

place. The number (or size) of the memory elements would need to be increased along with the addition of a small amount of additional hardware to allow the sharing of the remaining multipliers and summing circuits.

While this invention has been described with reference to illustrative
5 embodiments, this description is not intended to be construed in a limiting
sense. Various modifications and combinations of the illustrative
embodiments, as well as other embodiments of the invention, will be apparent
to persons skilled in the art upon reference to the description. It is therefore
intended that the appended claims encompass any such modifications or
10 embodiments.

WHAT IS CLAIMED IS:

1. A method for processing a transmission diversity (TD) encoded transmission comprising:
 - 5 receiving the TD encoded transmission;
 - de-spreading the TD encoded transmission; and
 - applying a set of functions of channel estimations to the de-spread TD encoded transmission to produce TD decoded symbols.
- 10 2. The method of claim 1, wherein a different set of functions of channel estimates is used for each different TD scheme decoded.
3. The method of claim 1 further comprising the step of combining the TD decoded symbols into a single TD decoded signal stream.
- 15 4. The method of claim 1 wherein the applying step further comprises the step of canceling interference that are the result of non-orthogonal TD schemes.
- 20 5. The method of claim 1, wherein the applying step uses several de-spread TD encoded symbols to produce a single TD decoded symbol.

6. The method of claim 1, wherein each function of channel estimations is a list of functions computed from channel estimates.

7. A circuit comprising:

5 a first multiplier arm having an input coupled to a de-spreader, the first multiplier arm comprising a first and a second multiplier, the first multiplier to multiply a first de-spread symbol with a first function of channel estimations and the second multiplier to multiply the first de-spread symbol with a second function of channel estimations;

10 a second multiplier arm having an input coupled to the de-spreader, the second multiplier arm comprising a third and a fourth multiplier, the third multiplier to multiply a second de-spread symbol with a third function of channel estimations and the fourth multiplier to multiply the second de-spread symbol with a fourth function of channel estimations;

15 a first summing circuit coupled to the first and the second multiplier arms, the first summing circuit to combine the products of the first and third multipliers;

a second summing circuit coupled to the first and second multiplier arms, the second summing circuit to combine the products of the second and fourth multipliers;

20

a third summing circuit coupled to the first summing circuit, the third summing circuit to combine the output of the first summing circuit with a previous output of the first summing circuit; and

a fourth summing circuit coupled to the second summing circuit, the
5 fourth summing circuit to combine the output of the second summing circuit with a previous output of the second summing circuit.

8. A receiver comprising:

a radio frequency (RF) input to receive a transmitted signal;

10 a de-spreading unit (DU) coupled to the RF input, the DU containing circuitry to de-spread an encoded signal stream and to produce de-spread symbols;

a transmit diversity (TD) decoding and interference cancellation (TDIC) unit coupled to the DU, the TDIC containing circuitry to apply a set of
15 functions of channel estimations to the de-spread TD symbols to produce TD decoded signals.

9. The receiver of claim 8 further comprising a rake combiner coupled the TDIC unit, the rake combiner containing circuitry to combine the TD
20 decoded signals into a TD decoded signal stream.

10. The receiver of claim 8, wherein the TDIC comprises M TD decoding circuits, each TD decoding circuit comprising:

a first multiplier arm having an input coupled to the DU, the first multiplier arm comprising a first and a second multiplier, the first multiplier to
5 multiply a first de-spread symbol with a first function of channel estimations and the second multiplier to multiply the first de-spread symbol with a second function of channel estimations;

a second multiplier arm having an input coupled to the DU, the second multiplier arm comprising a third and a fourth multiplier, the third
10 multiplier to multiply a second de-spread symbol with a third function of channel estimations and the fourth multiplier to multiply the second de-spread symbol with a fourth function of channel estimations;

a first summing circuit coupled to the first and the second multiplier arms, the first summing circuit to combine the products of the first and third
15 multipliers;

a second summing circuit coupled to the first and second multiplier arms, the second summing circuit to combine the products of the second and fourth multipliers;

a third summing circuit coupled to the first summing circuit, the third
20 summing circuit to combine the output of the first summing circuit with a previous output of the first summing circuit; and

a fourth summing circuit coupled to the second summing circuit, the
fourth summing circuit to combine the output of the second summing circuit
with a previous output of the second summing circuit;
wherein M is a number of transmit antenna used in a communications
5 system that includes the receiver.

1 Abstract

An Efficient Receiver Architecture for Transmit Diversity Techniques

Abstract

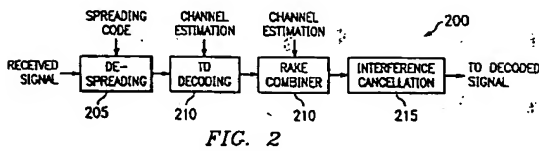
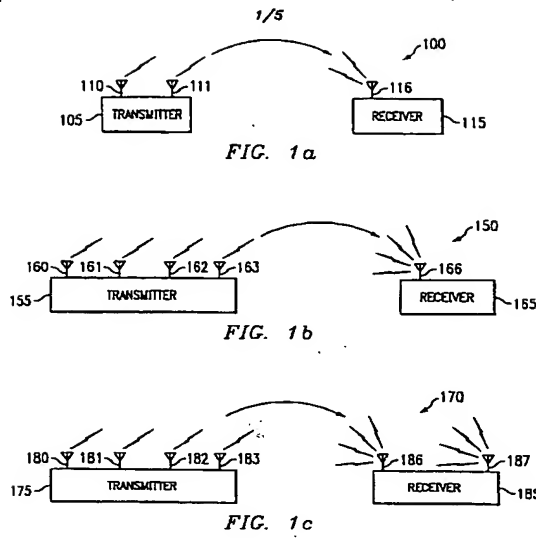
5

Transmit diversity (TD) has become a common technique used in modern wireless communications systems to improve performance. TD uses multiple antennas (e.g., 110 and 111) at a transmitter (e.g., 105) to transmit multiple encoded datastreams and a single (or multiple) antenna (e.g., 116) at a receiver (e.g., 115) to receive the datastreams. Preferred embodiments of the present invention provide a general architecture (e.g., 705) that can support different TD schemes and even non-TD, simplifying receiver design and minimizing hardware usage.

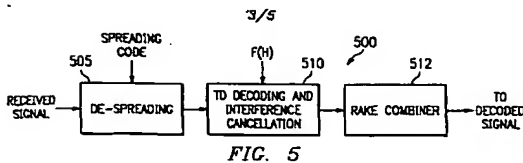
2 Representative Drawing

Fig. 17

TI-34259



TI-34259



$$\begin{cases} t_1(h) = \text{real}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* - h_{2,1}]^T) \\ t_2(h) = \text{imag}([h_{1,0}^* + h_{2,0}, h_{1,1}^* - h_{2,1}]^T) \\ t_3(h) = \text{imag}([h_{1,0}^* - h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\ t_4(h) = \text{real}([h_{1,0}^* - h_{2,0}, h_{1,1}^* + h_{2,1}]^T) \\ t_5(h) = \text{real}([-h_{1,0} + h_{2,0}, h_{1,1} + h_{2,1}]^T) \\ t_6(h) = \text{imag}([-h_{1,0} + h_{2,0}, h_{1,1} + h_{2,1}]^T) \\ t_7(h) = \text{imag}([h_{1,0} + h_{2,0}, -h_{1,1} + h_{2,1}]^T) \\ t_8(h) = \text{real}([h_{1,0} + h_{2,0}, -h_{1,1} + h_{2,1}]^T) \end{cases} \quad 605$$

FIG. 6a

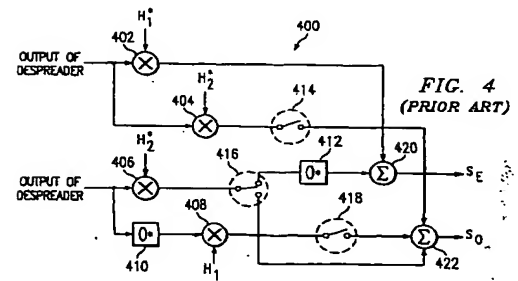
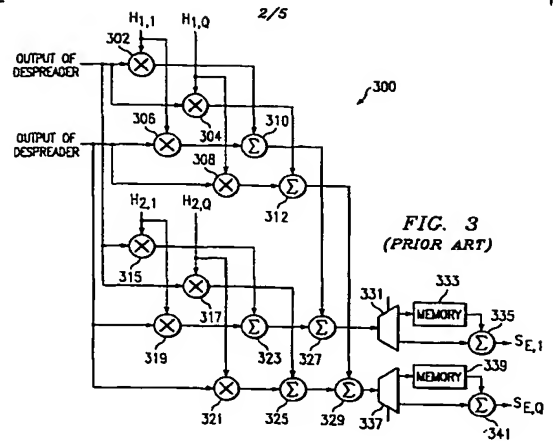
$$\begin{cases} t_1(h) = \text{real}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) & t_2(h) = \text{imag}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) \\ t_3(h) = \text{imag}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) & t_4(h) = \text{real}([h_{1,0}^*, h_{1,1}^*]^T) \\ t_5(h) = \text{real}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) & t_6(h) = \text{imag}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) \\ t_7(h) = \text{imag}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) & t_8(h) = \text{real}([h_{2,0}^*, -h_{2,1}^*]^T) \end{cases}$$

FIG. 6b

$$\begin{cases} t_1(h) = [h_{1,1}, h_{2,1}]^T & t_2(h) = [-h_{1,0}, h_{2,0}]^T \\ t_3(h) = [h_{1,1}, -h_{2,1}]^T & t_4(h) = [-h_{1,0}, -h_{2,0}]^T \\ t_5(h) = [h_{1,1}, -h_{2,1}]^T & t_6(h) = [-h_{1,0}, -h_{2,0}]^T \\ t_7(h) = [h_{1,1}, h_{2,1}]^T & t_8(h) = [-h_{1,0}, h_{2,0}]^T \end{cases}$$

FIG. 6c

TI-34259



TI-34259

$$\begin{aligned} t_1(h) &= [h_{1,1}, h_{1,1}, h_{2,1}, h_{2,1}]^T & t_2(h) &= [-h_{1,0}, -h_{1,0}, h_{2,0}, h_{2,0}]^T \\ t_3(h) &= [-h_{1,0}, h_{1,0}, h_{2,0}, -h_{2,0}]^T & t_4(h) &= [h_{1,1}, -h_{1,1}, h_{2,1}, -h_{2,1}]^T \\ t_5(h) &= [-h_{2,1}, -h_{2,1}, h_{1,1}, h_{1,1}]^T & t_6(h) &= [h_{2,0}, h_{2,0}, h_{1,0}, h_{1,0}]^T \\ t_7(h) &= [h_{2,0}, -h_{2,0}, h_{1,0}, -h_{1,0}]^T & t_8(h) &= [-h_{2,1}, h_{2,1}, h_{1,1}, -h_{1,1}]^T \\ t_9(h) &= [h_{3,1}, -h_{3,1}, h_{4,1}, -h_{4,1}]^T & t_{10}(h) &= [-h_{3,0}, h_{3,0}, h_{4,0}, -h_{4,0}]^T \\ t_{11}(h) &= [-h_{3,0}, -h_{3,0}, h_{4,0}, h_{4,0}]^T & t_{12}(h) &= [h_{3,1}, h_{3,1}, h_{4,1}, h_{4,1}]^T \\ t_{13}(h) &= [-h_{4,1}, h_{4,1}, h_{3,1}, -h_{3,1}]^T & t_{14}(h) &= [h_{4,0}, -h_{4,0}, h_{3,0}, -h_{3,0}]^T \\ t_{15}(h) &= [h_{4,0}, h_{4,0}, h_{3,0}, h_{3,0}]^T & t_{16}(h) &= [-h_{4,1}, -h_{4,1}, h_{3,1}, h_{3,1}]^T \end{aligned}$$

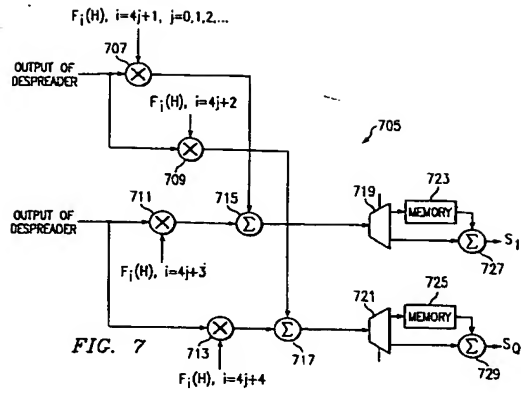
FIG. 6d

$$\begin{cases} t_1(h) = \text{real}([h_1^* - h_2, h_1^* - h_2, h_1^* + h_2, h_1^* + h_2]^T) \\ t_2(h) = \text{imag}([h_1^* - h_2, h_1^* - h_2, h_1^* + h_2, h_1^* + h_2]^T) \\ t_3(h) = \text{real}([h_1^* + h_2, h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2]^T) \\ t_4(h) = \text{imag}([h_1^* + h_2, h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2, -h_1^* + h_2]^T) \\ t_5(h) = \text{real}([-h_1 - h_2, -h_1 - h_2, h_1 - h_2, h_1 - h_2]^T) \\ t_6(h) = \text{imag}([-h_1 - h_2, -h_1 - h_2, h_1 - h_2, h_1 - h_2]^T) \\ t_7(h) = \text{real}([h_1 - h_2, h_1 - h_2, h_1 + h_2, h_1 + h_2]^T) \\ t_8(h) = \text{imag}([h_1 - h_2, h_1 - h_2, h_1 + h_2, h_1 + h_2]^T) \\ t_9(h) = \text{real}([h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 + h_4, -h_3 - h_4]^T) \\ t_{10}(h) = \text{imag}([h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 + h_4, -h_3 - h_4]^T) \\ t_{11}(h) = \text{real}([h_3 + h_4, -h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 - h_4]^T) \\ t_{12}(h) = \text{imag}([h_3 + h_4, -h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 - h_4]^T) \\ t_{13}(h) = \text{real}([-h_3 - h_4, h_3 + h_4, h_3 - h_4, -h_3 + h_4]^T) \\ t_{14}(h) = \text{imag}([-h_3 - h_4, h_3 + h_4, h_3 - h_4, -h_3 + h_4]^T) \\ t_{15}(h) = \text{real}([h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 + h_4, -h_3 - h_4]^T) \\ t_{16}(h) = \text{imag}([h_3 - h_4, -h_3 + h_4, h_3 + h_4, -h_3 - h_4]^T) \end{cases}$$

FIG. 6e

TI-34255

5/5



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.